

国外大学优秀教材 —— 通信系列 (翻译版)

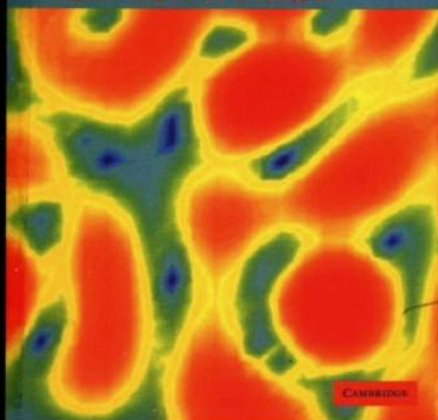
空时无线通信导论

Arogyaswami Paulraj 著
Rohit Nabar, Dhananjay Gore

刘威鑫 译
李少谦 审

Introduction to
Space-Time Wireless
Communications

Progressive Coding, Space-Time, and Diversity Schemes



清华大学出版社

内 容 简 介

无线设计者在不断地寻求改善频谱效率/容量、链接可靠性以及无线网络覆盖区域的方法。与适当的发送和接收技术联系在一起的多天线空时无线技术,为改善无线性能提供了功能强大的工具。这种技术的某些方面已经合并到 3G 移动和固定无线标准中。为未来的移动网络、无线局域网(LAN)和广域网(WAN)规划了更高级的空时技术。

本书讲述了空时无线传播、空时信道、分集和容量性能、空时编码、空时接收机、对单载波调制的干扰对消以及对正交频分复用(OFDM)和直接序列(DS)扩频调制的扩展。本书还涵盖了空时多用户通信和系统设计折衷的内容。

本书的读者对象是无线通信专业的研究生和工业领域中的无线设计者。在本书的网站上有家庭作业和其他的支持性材料。

Arogyaswami Paulraj 是空时无线通信技术的先驱。他在印度理工学院获得博士学位,是斯坦福大学的电子工程教授,他在斯坦福大学负责管理智能天线研究小组。他是近 300 篇研究论文的作者并拥有 18 项专利。在到斯坦福大学之前,他在印度工业界中有多个职位,领导军用声纳和高速计算的项目。他为固定无线接入创立了 lospan 无线,以发展多输入多输出(MIMO)空时技术。他是 IEEE 的 fellow,也是印度国家工程学会的成员。

Rohit Nabar 是智能天线研究小组的一名研究生,于 2003 年 2 月在斯坦福大学获得博士学位。目前他是苏黎世 ETH 的一名博士后研究员。

Dhananjay Gore 是智能天线研究小组的一名研究生,于 2003 年 3 月在斯坦福大学获得博士学位。目前他是加利福尼亚斯坦福大学的一名博士后研究员。

序言

回顾移动通信的发展史,它经历了以模拟通信为特征的第一代移动通信,以数字通信为特征的第二代移动通信,以高速数据率和宽带多媒体服务为特征的第三代移动通信。目前正在研究的第四代移动通信技术,其远景描述已完成,基本需求、频率、核心技术也已进入研究阶段,其实用期定在 2012 年以后。

未来移动通信的研究正在我国和全球如火如荼地展开,各种技术方案纷沓而至。如何在提供优质服务的前提下,提高频谱利用率和系统容量和提供多种服务是第四代移动通信要解决的核心问题之一。充分利用空间资源的多天线输入输出(MIMO)空时无线通信技术,在未来移动通信中具有广阔的应用前景,得到了越来越多的研究。

本书由美国斯坦福大学教授 Arogyaswami Paulraj 等人精心编著,Arogyaswami Paulraj 教授是研究空时无线通信技术的著名专家。本书重点讲述了空时无线通信的传播、空时信道、信道容量、空间分集、空时编码、空时-OFDM、扩频调制、同信道干扰消除和多用户 MIMO 等众多内容。本书内容深入浅出,概念阐述清晰,理论分析严密。本书不仅可供高等院校电子、通信、信息处理、计算机等专业的高年级本科生或低年级研究生使用,也可供这些领域的工程师、技术人员和大学教师等作为参考工具书。因本书是导论,Paulraj 教授避免了就某一点展开深入的分析,更深刻的研究可参阅书中相应的参考文献。

全书是由刘威鑫博士翻译,李少谦教授对全书进行了审校。另外参与译著的还有:林莹,张忠培,王燕,魏宁,江娜,刘波等。由于无线通信涉及矩阵论、信息论、编码理论、抽象代数、数论、最优化理论、代数学等多方面的知识,且译者水平有限,加之时间仓促,另有一些新的专业词汇尚无统一标准译法,错误和不妥之处在所难免,望读者不吝指正。

未来移动通信的最高目标是提供全球性优质服务,真正实现在任何时间、任何地点、向任何人提供任何通信服务。在走向未来移动通信的过程中,希望本书的翻译会对中国的广大研究者和技术人员有所帮助。

李少谦

2007 年 6 月

电子科技大学

通信抗干扰技术国家级重点实验室

序

在无线链接中,带有适当的空时(space-time,ST)编码/调制和解调/解码的多天线应用正迅速成为无线通信的新前沿。近年来这个领域在理论和实践上都已经充分成熟。理论上的进展包括对容量和空时无线链接、空时传播、信道模型的一些性能限制,以及空时调制/编码和接收机设计的充分认识。对空时技术带来的可能的巨大性能增益不断增长的认识,促使人们努力把这项技术整合到实用系统中去。这种整合的一个具体例子就是,近年来把发送分集技术合并到不同的 2.5G 和 3G 标准。在各种标准的竞技场上,目前的工作正关注于把在链接两端都要求多天线(MIMO)的空间复用技术概念引入到移动无线的 UMTS 标准、固定和移动无线的 IEEE 802.16,以及无线局域网(LANS)的 IEEE 802.11 中来。此外,已经有大量私人产品利用了空时技术,从简单的波束形成系统到更复杂的空间复用概念。

本书是一本空时无线通信理论的导论。过去的几年中这个领域取得了突飞猛进的发展,以至于本书不能把每一个方面都详细介绍。实际上,本书的目标是提供这个领域中重要进展的清晰概述,着重于基础的理论和直觉知识。本书试图尽可能简单而又不失精确地进行介绍。空时理论非常微妙,有很多细微的差别,读者可在参考文献的指导下得到更多细节。本书的网站(可登录 <http://www.cambridge.org> 剑桥大学出版社网站找到本书的教辅网站)将提供经常更新的证明、练习、课堂幻灯片、参考文献和勘误表。希望读者利用这个网站来增进这本书作为教学工具的用途。本书编写目的是,希望能为想在这个新领域中获得基础知识的研究生和工业界工程师提供帮助。在剑桥出版社同时出版的《无线通信的空时块编码》(Space-Time Block Coding for Wireless Communications)(E. Larsson, P. Stoica 著)中提供了空时编码的细节。^①

斯坦福大学的智能天线研究组(SARG)有幸能吸引杰出的学生和学者,在某种程度上来说,本书是他们通过自己和其他人努力的研究发现的精华。第一作者,Paulraj 教授,感谢这些为 SARG 作出贡献从而间接为本书作出贡献的人们。首先感谢 Thomas Kailath 教授,他在波达方向估计领域的研究为 SARG 在空时无线通信中的工作奠定了基础。还要特别感谢的是 David Gesbert 教授和 Constantinos Papadias 博士,他们在 1998 年首先发起了出

^① 这个工作一部分由自然科学基金会(National Science Foundation)(授权 Nos. CCR-0241919 和 CCR-021921)、Intel 公司和 Sprint 公司提供赞助。

书的计划,虽然当时被一个公司的项目淹没了。同时也感谢许多公司(因为太多了不能一一列出)和联邦政府这些年来支持。特别要提到的是军队研究部的 Bill Sanders 博士和国家科学基金会(NSF)的 John Cozzens 博士,在空时技术达到它“超级明星”地位之前的若干年,他们都信任和支持这项研究。而近来 Sprint 公司(发起者 Khurram Sheikh)和 Intel 公司(发起者 E. Tsui 博士)对 SARG 的慷慨支持是最值得感激的。Paulraj 教授同时也感谢对这个领域贡献出他们智慧的 SARG 前任同事们。他们是(大致以时间顺序排序)——Chih-Yuan Chang 博士, Derek Gerlach 博士, Ayman Naguib 博士, Shilpa Talwar 博士, Allejan van der Veen 教授, Kjell Guataffson 博士, Constantinos Papadias 博士, Michaela van der Veen 博士, K. Giridhar 教授, Boon Ng 博士, Rupert Stuezele, S. Ratnavel, David Gesbert 教授, Jenwei Liang 博士, Erik Lindskog 博士, Mats Cedervall 博士, Umpathi Reddy 教授, Joachim Sorelius 博士, Suhas Diggavi 博士, S. Kuwahara 博士, T. Maeda 博士, Junheo Kim 博士, Jens Kamman, Tushar Moorthy, Wonil Roh, Sumeet Sandhu 博士, Sriram Mudulodu 博士, Robert Heath 教授, Helmut Bölcskei 教授, K. V. S. Hari 教授, Sebastian Peroor, Petre Stoica 教授, Osama Ata 教授, Hemanth Sampath 博士, Daniel Baum, Claude Oesteges 博士, Thomas Strohmer 教授, Alexei Gorokhov 博士和 Iospan 无线(自从 Intel 公司掌握技术后)的 Rajeev Krishnamoorthy 博士,他成功地为 MIMO-OFDM 无线系统制造了第一块芯片组。他们是商业 MIMO 无线的真正先锋者。

作者感谢为本书编写提供帮助的斯坦福的人们。我们现在的博士学生和 SARG 的访问学者——Ozgur Oyman, Eric Stauffer, Andrew Brzezinski, Oghenokome, Oteri, Eunchul Yoon, Majid Emami, Swaroop Sampath 和 Alexei Gorokhov 博士,感谢他们检查数学问题及其他方面的支持。Thomas Kailath 教授花时间阅读了开头几章并提出了好几条有用的建议。Mallika Paulraj 对英文的运用远远优于我们,帮助我们改进了本书的可读性。

最后我们想感谢来自于许多不知名的和少数认识的评论家的建议和意见。我们很高兴向这些人致谢: Constantinos Papadias 博士,在朗讯贝尔实验室他协调一个多人的评论小组;感谢 Helmut Bölcskei 教授, Jorgen Bach Anderson 教授和 Eric Larsson 教师的认真阅读和评论;同样也感谢 Maureen Storey 的及时审查。最后我们感谢剑桥大学出版社 Phil Meyler 教授的大力支持,他帮助本书及时有效地出版。

本书缩略语

3G	第三代(third generation)
ADD	天线分双工(antenna division duplexing)
AMPS	先进移动式电话服务(Advanced Mobile Phone Service)
AOA	到达角度(angle-of-arrival)
AOD	离开角度(angle-of-departure)
AWGN	加性高斯白噪声(additive white Gaussian noise)
BER	误比特率(bit error rate)
BPSK	二进制相移键控(binary phase shift keying)
CCI	同信道干扰(co-channel interference)
CDF	累积分布函数(cumulative distribution function)
CDMA	码分多址(code division multiple access)
COFDM	编码正交频分复用(coded orthogonal frequency division multiplexing)
CP	循环前缀(cyclic pre-fix)
CW	连续波(continuous wave)
D-BLAST	对角贝尔实验室分层空时(diagonal Bell Labs layered space-time)
DE	对角编码(diagonal encoding)
DFE	判决反馈均衡器(decision feedback equalizer)
DPC	污纸编码(dirty paper coding)
DS	直接序列(direct sequence)
EM	电磁的(electromagnetic)
ESPRIT	借助旋转不变技术估计信号参数(estimation of signal parameters via rotational invariance techniques)
EXIT	外信息转移(extrinsic information transfer)
FDD	频分复用(frequency division duplexing)
FEC	前向纠错(forward error correction)
FFT	快速傅里叶变换(fast Fourier transform)

FH	跳频(frequency hopping)
FIR	有限冲击响应(finite impulse response)
GDD	广义延迟分集(generalized delay diversity)
GDPE	广义判决反馈均衡器(generalized decision feedback equalizer)
GSM	全球移动通信系统(global system for mobile)
HE	水平编码(horizontal encoding)
HO	均一信道(homogeneous channels)
ICI	码片间干扰(interchip interference)
IFFT	快速傅里叶逆变换(inverse fast Fourier transform)
IID	独立同分布(independent identically distributed)
IIR	无限冲击响应(infinite impulse response)
IMTS	改进的移动电话服务(improved mobile telephone service)
ISI	符号间干扰(intersymbol interference)
LHS	左手边(left-hand side)
LOS	视线(line-of-sight)
LP	Lindskog-Paulraj
MAI	多址干扰(multiple access interference)
MF	匹配滤波器(matched filter)
MFB	匹配滤波器界(matched-filter bound)
MIMO	多输入多输出(multiple input multiple output)
MIMO-BC	MIMO 广播信道(MIMO broadcast channel)
MIMO-MAC	MIMO 多址接入信道(MIMO multiple access channel)
MIMO-MU	多输入多输出多用户(multiple input multiple output multiuser)
MIMO-SU	多输入多输出单用户(multiple input multiple output single user)
MISO	多输入单输出(multiple input single output)
ML	最大似然(maximum likelihood)
MLSE	最大似然序列估计(maximum likelihood sequence estimation)
MLSR	最长移位寄存器(maximal-length shift register)
MMSE	最小均方误差(minimum mean square error)
MRC	最大比合并(maximum ratio combining)
MSI	多流干扰(multistream interference)
MUSIC	多重信号分类(multiple signal classification)
OFDM	正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing)

OSTBC	正交空时块编码(orthogonal space-time block code/codes/coding)
OSUC	有序连续对消(ordered successive cancellation)
PAM	脉冲幅度调制(pulse amplitude modulation)
PAR	峰平比(peak-to average ratio)
PDF	概率密度函数(probability density function)
PEP	成对错误概率(pairwise error probability)
PER	误包率(packet error rate)
PSK	相移键控(phase shift keying)
QAM	正交幅度调制(quadrature amplitude modulation)
QoS	服务质量(quality of service)
QPSK	四相相移键控(quadrature phase shift keying)
RF	射频(radio frequency)
RHS	右手边(right-hand side)
RMS	均方根(root mean square)
ROC	收敛区域(region of convergence)
SC	单载波(single carrier)
SDD	标准延迟分集(standard delay diversity)
SDMA	空分多址(space division multiple access)
SER	误符号率(symbol error rate)
SIMO	单输入多输出(single input multiple output)
SINR	信干噪比(signal to interference and noise ratio)
SIR	信干比(signal to interference ratio)
SISO	单输入单输出(single input single output)
SM	空间复用(spatial multiplexing)
SNR	信噪比(signal to noise ratio)
SS	扩频(spread spectrum)
ST	空时(space-time)
STBC	空时块码(space-time block code/codes/coding)
STTC	空时格码(space-time trellis code/codes/coding)
SUC	连续对消(successive cancellation)
SUI	斯坦福临时协定(Stanford University interim)
SVD	奇异值分解(singular value decomposition)
TDD	时分双工(time division duplexing)

TDM	时分复用(time division multiplexing)
TDMA	时分多址(time division multiple access)
UMTS	通用移动通信系统(universal mobile telecommunications system)
US	非相关散射(uncorrelated scattering)
VE	垂直编码(vertical encoding)
WSS	广义平稳性(wide sense stationarity)
WSSUS	广义平稳非相关散射(wide sense stationary uncorrelated scattering)
XIXO	(单或多)输入(单或多)输出((single or multiple) input (single or multiple) output)
XPC	交叉极化耦合(cross-polarization coupling)
XPD	交叉极化鉴别(cross-polarization discrimination)
ZF	迫零(zero forcing)
ZMCSCG	零均值循环对称复高斯(zero mean circularly symmetric complex Gaussian)

本书符号

\approx	约等于
\star	卷积
\otimes	Kronecker 乘积
\odot	Hadamard 乘积
$\mathbf{0}_m$	$m \times m$ 全零矩阵
$\mathbf{0}_{m,n}$	$m \times n$ 全零矩阵
$\mathbf{1}_{D,L}$	$1 \times L$ 行矢量且 $[\mathbf{1}_{D,L}]_{1,i} = \begin{cases} 1 & \text{如果 } i=D \\ 0 & \text{如果 } i \neq D \end{cases}$
$ a $	标量 a 的大小
\mathbf{A}^*	\mathbf{A} 的共轭
\mathbf{A}^\dagger	\mathbf{A} 的 Moore-Penrose 逆 (\mathbf{A} 的伪逆)
$[\mathbf{A}]_{i,j}$	矩阵 \mathbf{A} 的第 i 行, 第 j 列元素
$\ \mathbf{A}\ _F^2$	\mathbf{A} 的 Frobenius 范数的平方
\mathbf{A}^H	\mathbf{A} 的共轭转置
\mathbf{A}^T	\mathbf{A} 的转置
$c(\mathcal{X})$	集合 \mathcal{X} 的基
$\delta(x)$	Dirac delta (单位脉冲) 函数
$\delta[x]$	Kronecker delta 函数, 定义为 $\delta[x] = \begin{cases} 1 & \text{如果 } x=0 \\ 0 & \text{如果 } x \neq 0, x \in \mathbb{Z} \end{cases}$
$\det(\mathbf{A})$	\mathbf{A} 的行列式
$\text{diag}\{a_1, a_2, \dots, a_n\}$	$n \times n$ 的对角矩阵并且对角 $[\text{diag}\{a_1, a_2, \dots, a_n\}]_{i,j} = a_i$
\mathcal{E}	期望算子
$f(x)$	随机变量 x 的概率密度函数
$f(x_1, x_2, \dots, x_N)$	随机变量 x_1, x_2, \dots, x_N 的累积分布函数
$F(x)$	随机变量 x 的累积分布函数

$F(x_1, x_2, \dots, x_N)$	随机变量 x_1, x_2, \dots, x_N 的累积分布函数
I_m	$m \times m$ 的单位矩阵
$\min(a_1, a_2, \dots, a_n)$	a_1, a_2, \dots, a_n 中最小
$Q(x)$	Q 函数, 定义为 $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$
$r(A)$	矩阵 A 的秩
\mathcal{R}	实数域
$\Re\{A\}, \Im\{A\}$	分别是 A 的实部和虚部
$\text{Tr}(A)$	A 的迹 (A 矩阵中主对角线元素之和)
$u(x)$	单位阶跃函数, 定义为 $u(x) = \begin{cases} 1 & \text{如果 } x \geq 0, x \in \mathcal{R} \\ 0 & \text{如果 } x < 0, x \in \mathcal{R} \end{cases}$
$\text{vec}(A)$	把 A 矩阵堆栈成一个列矢量 ^①
$(x)_+$	定义为 $(x)_+ = \begin{cases} 1 & \text{如果 } x \geq 0, x \in \mathcal{R} \\ 0 & \text{如果 } x < 0, x \in \mathcal{R} \end{cases}$
\mathcal{Z}	整数域

① 如果 $A = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_n]$ 是 $m \times n$ 的矩阵, $\text{vec}(A) = [a_1^T a_2^T \dots a_n^T]^T$ 是 $mn \times 1$ 。

目录

图目录	12
表目录	20
本书缩略语	21
本书符号	25

1 绪论

1.1 无线、天线和阵列信号处理的历史	1
1.2 在无线中利用多天线	5
1.2.1 阵列增益	5
1.2.2 分集增益	6
1.2.3 空间多路复用(SM)	7
1.2.4 干扰抑制	7
1.3 空时无线通信系统	8

2 空时传播

2.1 引言	10
2.2 无线信道	10
2.2.1 路径损耗	11
2.2.2 衰落	11
2.3 宏小区散射模型	16
2.4 信道作为空时随机域	19
2.4.1 广义平稳性(WSS)	20
2.4.2 非相关散射(US)	20
2.4.3 均匀信道(HO)	21
2.5 散射函数	22
2.6 极化和场化各种信道	24

2.7 天线阵列拓扑结构	25
2.8 退化信道	26
2.9 互易性及其含义	28

3 空时信道和信号模型 29

3.1 引言	29
3.2 定义	29
3.2.1 SISO 信道	29
3.2.2 SIMO 信道	30
3.2.3 MISO 信道	30
3.2.4 MIMO 信道	30
3.3 空时信道物理散射模型	31
3.3.1 SIMO 信道	33
3.3.2 MISO 信道	34
3.3.3 MIMO 信道	34
3.4 扩展信道模型	36
3.4.1 空间衰落相关性	36
3.4.2 视线(LOS)成分	36
3.4.3 交叉极化天线	38
3.4.4 退化信道	39
3.5 \mathbf{H} 的统计特性	39
3.5.1 \mathbf{H} 的奇异值	39
3.5.2 \mathbf{H} 的 Frobenius 范数平方	40
3.6 信道测量和测试	41
3.7 采样信号模型	43
3.7.1 归一化	43
3.7.2 SISO 采样信号模型	44
3.7.3 SIMO 采样信号模型	46
3.7.4 MISO 采样信号模型	47
3.7.5 MIMO 信号模型	48
3.8 空时多用户和空时干扰信道	49
3.8.1 空时(ST)多用户信道	49

3.8.2 空时干扰信道	50
3.9 空时信道估计	51
3.9.1 接收端空时信道估计	51
3.9.2 发送端空时信道估计	52

4 空时信道容量

4.1 引言	57
4.2 频率平坦确定性 MIMO 信道容量	57
4.3 发送端不知道信道	58
4.4 发送端知道信道	60
4.4.1 SIMO 和 MISO 信道的容量	63
4.5 随机 MIMO 信道容量	64
4.5.1 大 M 时 H_w 信道的容量	64
4.5.2 信息速率的统计特性	64
4.6 Ricean 衰落、衰落相关、交叉极化鉴别和退化对 MIMO 容量的影响	69
4.6.1 空时衰落相关的影响	70
4.6.2 视线成分的影响	71
4.6.3 非衰落信道中交叉极化鉴别的影响	72
4.6.4 退化的影响	74
4.7 频率选择性 MIMO 信道的容量	74

5 空间分集

5.1 引言	78
5.2 分集增益	78
5.2.1 编码增益对分集增益	80
5.2.2 空间分集对时间/频率分集	81
5.3 接收天线分集	82
5.4 发送天线分集	83
5.4.1 发送端未知信道: MISO	84
5.4.2 发送端已知信道: MISO	86

5.4.3	发送端未知信道: MIMO	87
5.4.4	发送端已知信道: MIMO	89
5.5	分集重数与信道可变性	91
5.6	扩展信道的分集性能	92
5.6.1	信号相关和增益失衡的影响	92
5.6.2	Ricean 衰落的影响	94
5.6.3	退化 MIMO 信道	95
5.7	空间分集和路径分集结合	96
5.8	间接发送分集	97
5.8.1	延迟分集	98
5.8.2	相位-滚动分集	98
5.9	空-时-频选择性衰落信道的分集	99

6 发送端未知信道信息的空时编码 101

6.1	引言	101
6.2	编码和交织结构	102
6.3	频率平坦信道的空时编码	103
6.3.1	信号模型	103
6.3.2	空时码字设计准则	104
6.3.3	空时分集编码($r_s \leq 1$)	105
6.3.4	性能讨论	111
6.3.5	作为空时码的空间复用($r_s = M_T$)	111
6.3.6	居中速率的空时编码($1 < r_s < M_T$)	114
6.4	频率选择性信道的空时编码	117
6.4.1	信号模型	117
6.4.2	空时码字设计准则	118

7 空时接收机 124

7.1	引言	124
7.2	接收机: SISO	124
7.2.1	频率平坦信道	124
7.2.2	频率选择性信道	125

7.3 接收机: SIMO	130
7.3.1 频率平坦信道	130
7.3.2 频率选择性信道	130
7.4 接收机: MIMO	135
7.4.1 空时分集策略	135
7.4.2 空间复用(SM)策略	135
7.4.3 水平和对角编码的空间复用	144
7.4.4 频率选择性信道	145
7.5 迭代 MIMO 接收机	145

8 在发送端利用信道信息

8.1 引言	149
8.2 线性预滤波	150
8.3 最大速率的最佳预滤波	151
8.3.1 完全信道信息	151
8.3.2 部分信道信息	151
8.4 使误码率最小化的最佳预滤波	153
8.4.1 完全信道信息	153
8.4.2 部分信道信息	154
8.5 在发送端的选择	156
8.5.1 在空间复用和分集编码之间的选择	156
8.5.2 天线选择	158
8.6 利用不完全信道信息	161

9 空时 OFDM 和扩频调制

9.1 引言	164
9.2 SISO-OFDM 调制	164
9.3 MIMO-OFDM 调制	168
9.4 MIMO-OFDM 发送和接收	170
9.4.1 MIMO-OFDM 的空间分集编码	170
9.4.2 MIMO-OFDM 的空间复用	171
9.4.3 空间-频率编码的 MIMO-OFDM	172

9.5	SISO-SS 调制	173
9.5.1	频率平坦信道	174
9.5.2	频率选择性信道	176
9.6	MIMO-SS 调制	178
9.7	MIMO-SS 的发送和接收	178
9.7.1	MIMO-SS 的空间分集编码	179
9.7.2	MIMO-SS 的空间复用	181

10 MIMO-MU 183

10.1	引言	183
10.2	MIMO-MAC	185
10.2.1	信号模型	185
10.2.2	容量区域	186
10.2.3	发送和接收端设计	190
10.3	MIMO-BC	191
10.3.1	信号模型	191
10.3.2	前向链接容量	191
10.3.3	发送和接收端设计	192
10.4	MIMO-MU 的断线性能	196
10.4.1	多用户对单用户——单小区	197
10.4.2	单小区多用户对多小区单用户	198
10.5	使用正交频分复用的 MIMO-MU	199
10.6	CDMA 和多天线	199

11 空时同信道干扰抑制 201

11.1	引言	201
11.2	同信道干扰特征	202
11.3	信号模型	203
11.3.1	SIMO 干扰模型(反向链接)	204
11.3.2	MIMO 干扰信道(任何链接)	205

11.3.3	MISO 干扰信道(前向链接)	206
11.4	SIMO 接收机同信道干扰的抑制	207
11.4.1	频率平坦信道	207
11.4.2	频率选择性信道	209
11.5	MIMO 接收机同信道干扰的抑制	212
11.5.1	Alamouti 编码信号和干扰($M_T=2$)	212
11.6	MISO 发送端同信道干扰的抑制	213
11.6.1	发送-最大比合并或匹配的波束成形	213
11.6.2	发送迫零或零波束成形器	214
11.6.3	协调最大信干噪比的波束成形	215
11.7	联合编码和解码	216
11.8	扩频调制	216
11.8.1	空时-RAKE	217
11.8.2	空时-预 RAKE	218
11.9	正交频分复用调制	219
11.10	干扰分集和多天线	220
12	MIMO 信道的性能限制和折衷	223
12.1	引言	223
12.2	衰落信道中的错误性能	223
12.3	发送信号速率对误包率对信噪比	224
12.4	空时编码/接收技术的频谱效率	226
12.4.1	对角贝尔实验室分层空时码	227
12.4.2	正交空时块码	228
12.4.3	空间复用的空时接收机	228
12.4.4	接收机比较: 变化的 M_T/M_R	232
12.5	系统设计	233
12.6	关于容量的评价	234
	参考文献	236

图目录

图 1.1	天线(电磁)技术的发展	3
图 1.2	到达角度(AOA)估算的发展	4
图 1.3	天线技术中连接性能的发展	4
图 1.4	对不同天线配置的数据率(95%的可靠性)与信噪比(SNR)的关系。信道带宽是 200kHz。	5
图 1.5	空时(ST)无线系统中的天线配置(Tx: 发送端,Rx: 接收端)	6
图 1.6	空时无线通信系统示意图	8
图 2.1	信号功率的波动比无线信道的变化范围。平均传播损耗随范围的增大单调递增,局部偏差可能会由于宏观和微观损耗而产生。	13
图 2.2	典型的多普勒(功率)频谱 $\phi_{D_0}(\nu)$ ——作为多普勒频率(ν)函数的平均功率。	13
图 2.3	典型的延迟(功率)分布图 $\phi_{D_c}(\tau)$ ——作为时延(τ)的函数的平均功率	15
图 2.4	典型角度(功率)频谱 $\phi_A(\theta)$ ——作为角度(θ)的函数的平均功率。	16
图 2.5	散射体的分类。通常散射在终端周围很集中,而在基站很稀疏。	17
图 2.6	无线信道的散射模型。终端和基站处于等延迟椭圆的焦点上。	17
图 2.7	空时信道脉冲响应作为评价空时随机域的矢量,注意 $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 是复数。	19
图 2.8	$p(\tau, x)$ 可以作为散射体在 (θ_i, τ_i) 幅度为 $S(\theta_i, \tau_i)$ 的总和模型	21
图 2.9	多普勒-延迟散射函数表示多普勒-延迟维度中的平均功率。	23
图 2.10	角度-延迟散射函数表示为在角度-延迟维度中的平均功率。	23
图 2.11	基站的一些天线阵列拓扑结构	26
图 2.12	空时信道中的针孔(或称锁孔)。这会对空时信道容量和多样性造成巨大的影响。	27
图 3.1	波阵面撞击穿过天线阵列的示意图。在窄带假设的情况下,除了一个复标量外天线的输出是相同的。	32
图 3.2	天线阵列的阵列簇示意图	33
图 3.3	SIMO 信道模型。散射体布局产生路径延迟 τ 和到达角度 θ 。	33
图 3.4	MISO 信道模型	34
图 3.5	信道对阵列几何结构的依赖性	37

图 3.6	双极化天线系统。信号在正交极化上发射和接收。	38
图 3.7	测量的 $M_T=M_R=2$ MIMO 信道的时间-频率响应。 $[H]_{i,j}$ 是第 j 个发送天线和第 i 个接收天线之间的信道响应。	41
图 3.8	SUI 信道示意图	42
图 3.9	$M_T=M_R=2$ 的 SUI 信道	42
图 3.10	空时信道中的双工。如果运行的时间频率,以及前向和反向链接的天线是一样的,那么信道就是相同的。	53
图 3.11	紧凑槽孔,在频分双工中前向和反向链接的阵列簇是紧密定位的。	55
图 4.1	发送端和接收端已知信道时的 H 模态分解示意图	60
图 4.2	发送端和接收端已知信道时的 H 模态分解示意图	61
图 4.3	注水算法示意图。 γ_i^{opt} 是分配到第 i 个空间子信道的最佳能量,且有 $\gamma_i^{\text{opt}} = (\mu - M_T N_o / E_s \lambda_i)_+$	62
图 4.4	$M_T=M_R=2$ 的 H_w MIMO 信道信息速率的累积分布函数,且其信噪比为 10dB。	65
图 4.5	不同天线配置的遍历性容量。注意 SIMO 信道的遍历性容量要高于 MISO 的。	66
图 4.6	发送端知道和不知道的情况下 $M_T=M_R=4$ MIMO 信道的遍历性容量。遍历性容量的差别随信噪比的增加而减少。	67
图 4.7	$M_T=M_R=2$ 的 H_w MIMO 信道遍历性容量与下界的比较。	68
图 4.8	对不同天线配置的 10% 断线容量。断线容量随更大的天线配置而提高。	68
图 4.9	发送端知道和不知道信道情况下 $M_T=M_R=2$ MIMO 信道的 10% 断线容量。	69
图 4.10	低接收相关和高接收相关的遍历性容量。当 $\rho_r=0.95$ 时遍历性容量的损失大约为 3.3bps/Hz。	71
图 4.11	有 \bar{H}_1 和 \bar{H}_2 视线成分的 MIMO 信道的遍历性容量与 K 因子的关系。在有高 K 因子时信道几何结构对容量有显著影响。	72
图 4.12	当 $\alpha=1$ (没有交叉极化鉴别) 和 $\alpha=0$ (最佳交叉极化鉴别) 时 MIMO 的容量。好的交叉极化鉴别在较高信噪比时能修复 MIMO 的容量。	73
图 4.13	信道退化明显降低了 MIMO 信道的容量。	74
图 4.14	频率选择性 MIMO 信道的容量是频率平坦子信道的容量之和。	75
图 4.15	增加的频率选择性 MIMO 信道信息速率的累积分布函数,随着频率选择,断线性能得到改善。	76
图 5.1	衰落信道中分集对误符号率的影响。误符号率对信噪比曲线的斜率随分集分支数 M 的增加而增加。	80

图 5.2	示意图突出了编码增益和分集增益的区别。分集增益引起的信噪比优势随信噪比增长而增长,但对编码增益保持恒定。	81
图 5.3	增加接收天线数量时的接收分集性能。也显示了阵列增益。	83
图 5.4	Alamouti 方案的传送策略示意图。传送策略使信道正交化而不管信道实现。	84
图 5.5	Alamouti 发送分集($M_T=2, M_R=1$)与接收分集($M_T=1, M_R=2$)的比较。两种方案都有相同的分集重数为 2,但接收分集还有另外的 3dB 的接收阵列增益。	86
图 5.6	Alamouti 发送分集和 $M_T=2, M_R=1$ 的发送-最大比合并(transmit-MRC)分集的比较。再次注意发送阵列增益造成的差异。	87
图 5.7	Alamouti 方案与 $M_T=M_R=2$ 的主要特征模式传送的比较。由于阵列增益,主要特征模式传送优于 Alamouti 方案。	90
图 5.8	随空间分集的增重的重数造成的链接的稳定性提高。在极限 $M_T M_R \rightarrow \infty$ 中,信道是非常稳定且接近于加性高斯白噪声链接的。	91
图 5.9	空间衰落相关对 $M_T=M_R=2$ 的 Alamouti 方案性能的影响。独立同分布衰落对分集是最好的。	93
图 5.10	Ricean 衰落对 Alamouti 方案性能的影响。信道中不变成分的存在稳定了链接,并且在高 K 因子时改进了信道。	94
图 5.11	退化信道和 H_w 信道中误符号率对信噪比。与 H_w 信道的 $M_T M_R$ 相比,退化信道的分集重数是 $\min(M_T, M_R)$ 。	96
图 5.12	频率选择性衰落对 SIMO($M_R=2$)信道的分集性能的影响。当物理信道抽头的间隔从 $T_s/4$ 增加到 T_s 时分集性能改善了。	97
图 5.13	延迟分集示意图——发送端的空间选择性信道被转换成接收端的频率选择性信道。	98
图 5.14	相位-滚动分集示意图——发送端的空间选择性信道被转换成接收端的时间选择性信道。	99
图 5.15	在三元阵列中的填充因子 P_R 和可用分集。圆的直径等于相干距离 D_C , \times 表示一个天线位置。	100
图 5.16	$M_R=M_T=2, B/B_C=2$ 的空时信道的分集构成示意图。每个内部方块代表一个分集维数。	100
图 6.1	编码结构。信号速率是调制序号的对数(q),时间编码率(r_t)和空间速率(r_s)之积。	102
图 6.2	一个 4-正交幅度调制(4-QAM),四状态格码的格图,其 $M_T=2$,速率为 2bps/Hz。	106

图 6.3	4-正交幅度调制(4-QAM), 八个状态的格码的格图, 其 $M_T=2$, 速率为 2bps/Hz。	107
图 6.4	对 $M_T=2, M_R=1$ 的四状态和八状态格码的误帧率性能的比较。随状态数的增长编码增益增加。	107
图 6.5	对 $M_T=2, M_R=1$ 的四状态和八状态格码的误帧率性能的比较。两种编码中都实现了四重分集。	108
图 6.6	8 相移键控(8-PSK)且 $M_T=2$ 的延迟分集编码的格图。	108
图 6.7	水平编码。这是一个次优编码技术, 能获得最多 M_R 重数的分集。	112
图 6.8	垂直编码允许信息位在所有的天线中传播。它通常要求复杂的解码技术。	112
图 6.9	对角编码就是带有流旋转的水平编码。流旋转使信息位可以在所有天线中传播。对角贝尔实验室分层空时(D-BLAST)使用同样的编码。	113
图 6.10	对角贝尔实验室分层空时(D-BLAST)编码——数字代表属于同一个码字的层。	113
图 6.11	多种发送信号方案的性能。速率归一化到 4bps/Hz。	116
图 6.12	$M_T=2, L=2$ 时, 广义延迟分集(GDD)和标准延迟分集(SDD)性能的比较。广义延迟分集(GDD)增长的延迟允许完全的四重空时分集与标准延迟分集(SDD)的二重分集相比较。	120
图 7.1	SISO 信道的判决反馈均衡器均衡示意图。反馈滤波器从当前要被检测的符号中减去了尾随的符号间干扰。	127
图 7.2	对 T_s 路径延迟的两径 SISO 信道的最大似然序列估计(MLSE), 迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)接收机性能的比较。最大似然序列估计接收机的性能接近匹配滤波器界(MFB)。	129
图 7.3	对 $0.25T_s$ 路径延迟的 SISO 信道的最大似然序列估计(MLSE), 迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)接收机性能比较。获得了很小的分集。	129
图 7.4	SIMO 中的迫零和最小均方误差均衡器使用一个有 $M_R T$ 个抽头的有限脉冲响应滤波器。	132
图 7.5	对一个 $M_R=2$, 间距为 T_s 的物理信道抽头的 SIMO, 其最大似然序列估计(MLSE), 迫零(ZF)和最小均方误差(MMSE)接收机的性能比较。最大似然序列估计(MLSE)接收机获得了所有可用空时分集。	134
图 7.6	$M_R=2$, 独立间距为 $0.25T_s$ 物理信道抽头的 SIMO, 其最大似然估计(MLSE), 迫零的(ZF)的最小均方误差(MMSE)接收机的性能比较。时间分集的损失是很明显的。	134
图 7.7	球形译码原理示意图, 译码半径 R 的选择对性能至关重要。	136

图 7.8	对 $M_T > 1$ 未编码的, H_w MIMO 信道中最大似然接收机的平均向量误符号率 (SER) 性能。最大似然接收机在每个流上获得 M_R 重数的空间分集。	137
图 7.9	MIMO 信道上用来分离发送的数据流的线性接收机示意图。	138
图 7.10	在 H_w 信道上, 对 $M_T > 1$ 的未编码空间复用的迫零接收机的误符号率曲线。每一流被获得的分集重数等于 $M_R - M_T + 1$ 。	140
图 7.11	连续对消 (SUC) 接收机	142
图 7.12	在 H_w MIMO 信道中, 最大似然 (ML), 有序连续对消 (OSUC), 连续对消 (SUC) 和最小均方误差 (MMSE) 接收机的比较, 其中对 $M_T > 1$ 未编码空间复用。有序连续对消要优于连续对消和最小均方误差。	143
图 7.13	阶段 1: A1 的最小均方误差 (MMSE) 解调。阶段 2: A2 的最小均方误差 (MMSE) 解调 (B1 是干扰)。阶段 3: A3 的最小均方误差 (MMSE) 解调 (B2 和 C1 是干扰)。阶段 4: 层 A 被解码且剥去。	145
图 7.14	迭代接收机的一般结构图。	146
图 7.15	空时多输入多输出接收机示意图, 它是基于空时编码调制概念的。	147
图 8.1	影响发送端预滤波的因素。	149
图 8.2	一个利用信道信息发送端有预滤波设计的 MIMO 系统	150
图 8.3	基于发送端可用信道信息程度的遍历性容量比较。	153
图 8.4	基于 R_t 的信息对 Alamouti 编码的预滤波改善了性能。	155
图 8.5	混合有传统波束成形的 Alamouti 编码。	156
图 8.6	转换 (OSTBC, SM) 传送技术与固定的正交空时块码 (OSTBC) 和固定的空间复用 (SM) 的比较。在所有信噪比上转换策略都优于另外两种技术。	157
图 8.7	发送天线切换示意图。	158
图 8.8	带有发送天线选择的遍历性容量, 作为被选天线 P 和信噪比的函数, $M_T = 4$ 。	159
图 8.9	Alamouti 编码情况下, 从三个接收天线中选择两个产生完全分集重数。	161
图 9.1	SISO 的 OFDM 传输示意图	165
图 9.2	SISO 信道的单载波, 正交频分复用和扩频 (多码) 调制。阴影部分是一个符号。	167
图 9.3	多输入多输出 (MIMO)-正交频分复用 (OFDM) 和多输入多输出 (MIMO)-扩频 (SS) 的示意图。每个正交频分复用谐波或扩频码允许 M_T 个输入和 M_R 个输出。	169
图 9.4	MIMO-OFDM 的 Alamouti 传送策略的示意图。谐波索引取代了单载波 (SC) 调制的时间索引。	171
图 9.5	对 SISO 信道的多码扩频调制示意图	175

图 9.6	接收端上多延迟相关器的示意图。只画出了一个码(c_j)。 $c_{j,q}$ 指的是延迟 q 个码片的 c_j 码。.....	177
图 9.7	多扩频码传输将提供完全 M_T 重数的分集。我们能使用 M_T 个扩频码在一个符号周期发送一个符号。.....	180
图 9.8	使用多码扩频(SS)调制的 Alamouti 译码。我们可以使用两个扩频码在每个符号周期发送两个符号。.....	181
图 9.9	对多码扩频(SS)调制的空间复用(SM), $M_T = M_R = N_1 = 2$ 。使用两个扩频码,在每个符号周期得到四个符号。延迟扩展的出现将要求更复杂的接收机。.....	182
图 10.1	对在基站的 P 个终端和 M 个天线的多输入多输出多用户(MIMO-MU)反向链接(多址接入)信道和前向链接(广播)信道。.....	183
图 10.2	接收端联合解码的多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)的容量区域。粗线表示在反向链接上可达的最大和速率。.....	187
图 10.3	接收端独立解码的多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)的容量区域。一般地,通过独立解码实现的最大和速率将小于联合解码的。.....	188
图 10.4	信道特征的相对几何结构对多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)容量区域的影响。矩形区域对应着任意信道的独立解码。五边形(多边形)区域对应着联合解码。对正交特征(最佳)的区域是重叠的。.....	189
图 10.5	在接收端有联合和独立解码的多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)的最大和速率的累积分布函数(CDF)。解码策略之间的差异随 M 的增长而减少。.....	189
图 10.6	对多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)接收机的线性处理示意图。原则上 G 的设计与使用水平编码(HE)的多输入多输出单用户(MIMO-SU)的类似。.....	190
图 10.7	对有两个用户的多输入多输出广播信道(MIMO-BC)的可达到的速率区域示意图。可达到的区域的最大和速率等于 MIMO-BC 的和速率容量。.....	192
图 10.8	在多输入多输出广播信道(MIMO-BC)中基站的线性预滤波示意图。.....	193
图 10.9	说明功率损失问题的示意图。 $W_{ZF,1}$ 沿 h_1 的增益 ≤ 1 。.....	194
图 10.10	在干扰预消除中减少功率损失的模数运算。.....	196
图 10.11	使用迫零预滤波的多输入多输出广播信道(MIMO-BC)和多输入多输出单用户(MIMO-SU)的前向链接容量累积分布函数(CDF)。在 10%断线水平上 MIMO-SU 比 MIMO-BC 好 5 倍。.....	197
图 10.12	多输入单输出-单用户(MISO-SU)和使用迫零预滤波的多输入多输出广播信道(MIMO-BC)的前向链接信干噪比(SINR)累积分布函数(CDF)。.....	198

图 10.13	对使用 MIMO-BC 来说,把重用因子减半来使用 MISO-SU 是一个有吸引力的替代方法。	199
图 11.1	典型的时分多址(TDMA)同信道干扰(CCI)模型。典型的在反向链接和 前向链接中有一两个强干扰源(在全球移动通信系统(GSM)中 $\text{SINR} \approx$ $6 \sim 14\text{dB}$)。	202
图 11.2	典型的码分多址(CDMA)同信道干扰(CCI)模型。 $\text{SINR} \approx -15 \sim -8\text{dB}$ 。 20dB 的扩频(处理)增益使信号可检测。	203
图 11.3	单输入多输出(SIMO)干扰信道(反向链接)。只画出了一个干扰用户。	204
图 11.4	多输入多输出(MIMO)干扰信道。只画出了一个干扰用户。	205
图 11.5	MISO 干扰信道(前向链接)。只画出了一个干扰用户。	206
图 11.6	对各自带有一个发送天线的用户和单干扰源的空时-最小均方误差 (ST-MMSE)接收端性能。基站有两个接收天线。性能随延迟扩展的 减少和信干比(SIR)的减少而下降。	210
图 11.7	空时-最小均方误差-最大似然(ST-MMSE-ML)接收机。第一阶段消除了 同信道干扰(CCI)而让符号间干扰(ISI)通过到第二阶段的最大似然(ML) 接收机。	211
图 11.8	Alamouti 编码干扰的多输入多输出(MIMO)干扰消除。	213
图 11.9	发送波束成形可以引起小区间干扰	214
图 11.10	零波束成形器的示意图。通过利用空间特征中的差异在受害用户(译者注: 干扰用户)的方向上形成零。	215
图 11.11	数量巨大的干扰源造成的准等方向干扰场。	217
图 11.12	信号幅度在阵列中是恒定的。干扰幅度在阵列中有独立同分布(IID) 衰落。	221
图 11.13	干扰分集通过接收天线选择提供信干比(SIR)增益:	221
图 12.1	误包率(PER)(断线概率)对速率, $\text{SNR} = 10\text{dB}$, $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, $M_T = M_R = 2$ 。 10%的误包率(PER)对应近似 3.9bps/Hz 的发送信号速率。	224
图 12.2	误包率(PER)(断线概率)对信噪比(SNR), 速率 = 6bps/Hz, $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, $M_T =$ $M_R = 2$ 。在高信噪比时我们得到四重分集。	225
图 12.3	速率对信噪比(SNR), 误包率(PER) = 10%, $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, $M_T = M_R = 2$ 。容量 增长是线性的,有二重分集。	225
图 12.4	最优发送信号限制表面(误包率(PER)对速率对信噪比(SNR)), $M_T = 2$, $M_R = 2$, $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 。可达到的区域是表面的右边。	226
图 12.5	在 10%断线率的频谱效率对使用水平编码的最小均方误差(MMSE)和有序 连续对消(OSUC)的信噪比(SNR)。有序连续对消(OSUC)明显优于最小 均方误差(MMSE)。	229

图 12.6	最小均方误差(MMSE)和有序连续对消(OSUC)的误包率(PER)对信噪比(SNR),速率=2bps/Hz。有序连续对消的斜率(分集)比最小均方误差的更高。	230
图 12.7	对 Alamouti 编码和使用最小均方误差接收机($M_T=M_R=2, \mathbf{H}=\mathbf{H}_w$)的空间复用-水平编码的发送信号限制曲面(误包率(PER)对速率对信噪比(SNR)),曲面的交叉引起了分集对复用的问题。	231
图 12.8	误包率(PER)对信噪比(SNR),速率=6bps/Hz, $M_T=2, M_R=2, \mathbf{H}=\mathbf{H}_w$ 。Alamouti 编码达到了四重分集(最优的)。使用最小均方误差接收的空间复用-水平编码有较低的斜率(分集)。	231
图 12.9	对于多种使用空间复用-水平编码的接收机,在 90%可靠性的频谱效率对 $M_T/M_R (M_R=10)$ 。最优曲线先线性增长,然后对数增长。	232
图 12.10	在 10%的误包率(PER)时,吞吐量对信噪比(SNR)。次优发送导致性能损失。	233
图 12.11	取决于发送端和接收端上天线之间的协调程度的 MIMO 信道分类。	234

表目录

表 1.1	无线通信中天线的性能目标	3
表 3.1	SUI-3 信道模型参数。模型可应用到有适度树密度的过渡地形(山地和平原 之间)上	43
表 5.1	对不同多天线配置的阵列增益和分集重数(CU=发送端未知信道; CK= 发送端已知信道)	91
表 7.1	空间复用-水平编码(SM-HE)接收机比较性能的概括	144
表 11.1	同信道干扰(CCI)消除的接收机——频率平坦信道	209
表 11.2	同信道干扰(CCI)抑制的接收机-频率选择性信道	211

1 绪论

无线时代开始于一百多年前 Guglielmo Marconi 发明无线电报的时候。在我们迈入新世纪的今天,无线工业正在快速地发展。无线通信技术的快速发展正以低成本创造并完善新服务,带来空时使用和用户数量的增长。无线的收入目前以每年 20% 到 30% 的速度增长,这种显著增长的趋势很可能持续数年。

多址无线通信被用于固定和移动通信中。在固定应用中,无线网络为固定用户提供语音或数据。移动网络提供的语音和数据服务可以划分成两类:服务于使用高速交通工具的用户的高速移动,和服务于行人的低速移动。无线系统设计者面临着许多挑战。这些挑战包括无线频率频谱的有限可用性和复杂的时变无线环境(衰落和多径)。还有,要满足对更高数据率,更好的服务质量(QoS),更少的呼叫丢失,更高的网络容量和用户覆盖度的需求,就要有改进频谱效率和连接可靠性的革新技术。在无线系统接收端和/或发送端多天线使用,即通常所知的空时无线或多天线通信或者智能天线,是这些革新技术的措施中出现的巨大进步。这本书就是对空时无线通信理论的介绍。

1.1 无线、天线和阵列信号处理的历史

无线电的起源要追溯到 1861 年,那时 Maxwell 在伦敦皇家学院提出了电磁(EM)波的数学理论。在 1887 年,Hertz 在 Karlsruhe 大学使用驻波从实际上证明了这种波的存在。在这之后,欧洲许多研究者接连推进了电磁波产生和接收的发展。在 1890 年,巴黎的 Branly 发明了一种“金属粉末检波器”,它可以使用玻璃瓶中的铁锉屑来探测电磁波的存在。Bologna 大学的 Righi 和英国的 Lodge 更进一步的改进了这种金属粉末检波器。俄国的 Popov 作出了其他的贡献,他被认为在试图从闪电中探测电磁辐射时发明了第一根无线电天线。

在 1895 年夏天,21 岁的 Marconi,被 Bologna 大学的 Righi 的无线电波讲座所启发,发明并展示了第一个无线电报机。他使用了 Hertz 的火花式发射机,Lodge 的金属粉末检波器和附加的天线来组装他的仪器。在 1898 年,Marconi 添加了一个四电路调谐设备以改进

这个无线电报机,允许了两个无线电路同时使用。同年,他的信号横穿了 52km 宽,在 Wimereux 和 Dover 之间的英吉利海峡。这段时间,他的另一项技术进步包括了磁性探测器,它是效果较差的金属粉末检波器的改进,使用循环放电和定向天线以增强信号强度和减少双工接收端电路中的干扰。在接下来的几年中,Marconi 整合了许多新技术到他日益精密的无线电设备中,包括由 Fleming 发明的二极管,晶体检波器,由 Poulsen, Fessenden 和 Alexanderson 发明的连续波传送,以及由 Forrest 发明的三极管。

无线技术的民用开始于 1921 年,底特律警察局为了分派警车而安装了第一个 2MHz 的陆地移动无线电报系统。人们马上意识到了移动通信的优点,但低频带信道的缺少限制了它更广泛地应用。逐渐地,更高频带被使用,开始了更多信道的使用。1933 年有了一个关键性的突破,Armstrong 发明了调频(FM),使高质量无线通信成为可能。在 1946 年,贝尔系统引进的个人通信系统开始服务,它工作于 150MHz 频段且语音信道以 120kHz 分开。由于对公共无线服务的需求开始增长,AT&T 开发了使用调频技术的改进移动电话服务(IMTS)。这是在一个单独的区域中,固定数个无线信道来连接到公共电话网的首个移动系统。然而,扩展这种技术到大量的全双工用户需要很多的带宽。1947 年,贝尔实验室的 Ring 提出的蜂窝概念(即所知的蜂窝化)中找到了一个解决方法。这个概念中要求把服务区划分成小区,每个小区中使用所有可用无线信道中的一个子集。在 1970 年,AT&T 提出了第一个高容量模拟蜂窝式电话系统,叫做高级移动电话服务(AMPS)。从那以后,移动蜂窝系统迅速发展,合成了数字通信技术,直到今天服务于全球近十亿用户。虽然欧洲开发的全球移动系统(GSM)标准聚集了最大的市场份额,但美国的蜂窝式网络却使用 IS-136(使用时分多址或 TDMA)和 IS-95(使用码分多址或 CDMA)标准。由于 20 世纪 90 年代晚期无线互联网使用的增长,对更高频谱效率和数据率的要求导致了所谓的第三代(3G)无线技术的发展。第三代(3G)标准化没有成功地达成一个唯一的世界通用标准,现在以通用移动通信系统(UMTS)(宽带码分多址(WCDMA))和 1XRTT 作为主要标准。无线频率(RF)频谱中的限制使得对创新技术的使用成为必需,以满足对数据率和服务质量的需求。

在无线通信链接中的接收端和/或发送端使用多天线开启了一个新维度——空间,如果正确的运用就能极大的改进性能。表 1.1 描述了无线天线和它们应用领域的三个主要研究方面。第一部分涵盖了天线和天线阵列的电磁设计。这里的目标是要满足对增益、极化、波束宽度、旁瓣强度、效率和辐射模式的设计要求。第二部分是到达角度(AOA)估算,正如名称所指的一样,致力于以最小错误和高的分辨率估算波阵面到达天线阵列的到达角度。本书关注的第三部分技术是对改进频谱效率,覆盖度和无线链接质量的天线阵列的使用。

表 1.1 无线通信中天线的性能目标

天线设计	到达角度(AOA)估算	链接性能
增益	错误方差	覆盖度
带宽	偏差	质量
辐射模式	分辨率	干扰减少
尺寸		频谱效率

图 1.1 给出了天线设计领域中关键发展的时间线。最初的天线设计工作来自于 20 世纪早期的 Marconi 和 Popov 等人。Marconi 很快为他的跨大西洋连接开发了定向天线。在 20 世纪早期,天线设计在运行频率和带宽方面就取得了进步。一个重大突破就是提供较高带宽和增益的 Yagi-Uda 阵列。另一个重要进步是不显眼的和低代价的内置天线。对阵列天线的使用开始于第二次世界大战,主要应用于雷达。阵列设计带来了许多新问题,比如增益、波束带宽、旁瓣强度和波束控制。

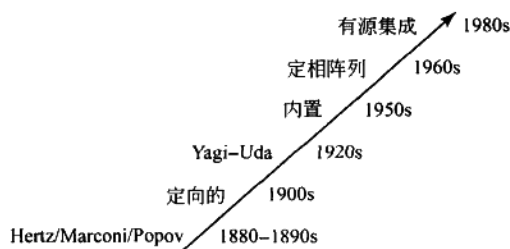


图 1.1 天线(电磁)技术的发展

到达角度(AOA)估算领域的发展开始于第一次世界大战中环形天线被用来估计信号方向时(见图 1.2 的到达角度技术的时间曲线)。Adcock 天线是一个巨大进步,它被用于第二次世界大战中。1938 年,为满足更低频率和更高精确性而开发的 Wullenweber 阵列,至今还用于飞行器定位中。这些技术着重于单个信号源波阵面的情况。如果在相同频道中有多个信号源或是有来自单个信号源的多路径,就需要新技术了。20 世纪 70 年代和 80 年代,多源情况下的到达角度估算问题被完全解决了。Capon 法[Capon *et al.*, 1967],一项著名的技术,提出了较好的分辨率性能,尽管在渐进大量数据情况下,它也有所偏离。1981 年 Schmidt 提出的多重信号分类(MUSIC)技术是一个主要的突破。多重信号分类是渐进无偏离的,并改进了分辨率的性能。后来,提出了一种有着显著的优点的叫做借助旋转不变技术估计信号参数(ESPRIT),它不需要阵列的精确特性,并且达到了最佳性能。[Paulraj *et al.*, 1986; Roy *et al.*, 1986]。

无线通信中天线应用的第三个领域就是链接增强(见图 1.3)。为了分集的多接收天线的使用,可追溯到 Marconi 和早期的无线电先驱者。同样的情况也发生在可控接收天线阵

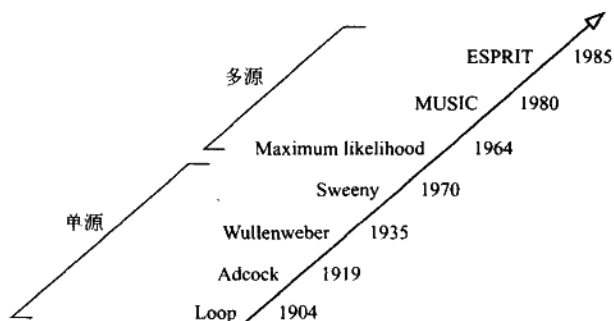


图 1.2 到达角度(AOA)估算的发展

列被应用来减轻无线系统共信道干扰的实现中。在第二次世界大战期间和之后的雷达系统中,天线阵列的使用是一个活跃的研究领域。直到 20 世纪 70 年代,随着数字信号处理器的到来,这些技术为军事应用而迅猛发展,这时,为在无线接收端提高分集和干扰减少的更复杂的自适应信号处理应用才出现。20 世纪 90 年代早期出现了使用天线来增加无线链接容量的新提案。1996 年,Roy 和 Ottersten 提出了使用基站多天线来支持多个共信道用户。1994 年,Paulraj 和 Kailath 提出了为增加无线链接容量而在接收端和发送端都使用多天线的技术。这些思想,与在贝尔实验室完成的基础性研究 [Telatar, 1995; Foschini, 1996; Foschini and Gans, 1998; Tarokh *et al.*, 1998] 一起,在 90 年代中期开始了信息和通信理论的新变革。目标是接近性能极限并使用多天线为无线链接探索有效而实用的编码和调制方案。显然,还有大量的工作有待完成,同时这个领域也正吸引着大量的研究人才。

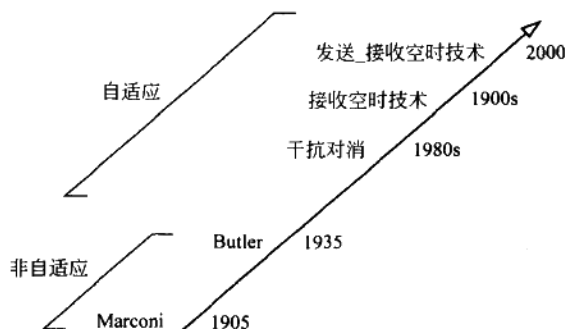


图 1.3 天线技术中连接性能的发展

空时无线技术的作用是显著的。图 1.4 绘出了在 200kHz 衰落信道中的最大无差错数据率比信噪比(SNR),保证在 95%的可靠性。假设接收端信噪比为 20dB,当前单天线发送

和接收技术能提供数据率为 0.5Mbps。一个双发送和单接收天线系统能达到 0.8Mbps。一个四发送和四接收天线系统能达到 3.75Mbps。这也许不值一提,因为在单接收和发送技术中也能达到 3.75Mbps,但是与四发送和四接收天线配置比起来,它需要 10^5 倍的更高信噪比或发送功率。能提供如此显著增益的技术正是本书的主题。

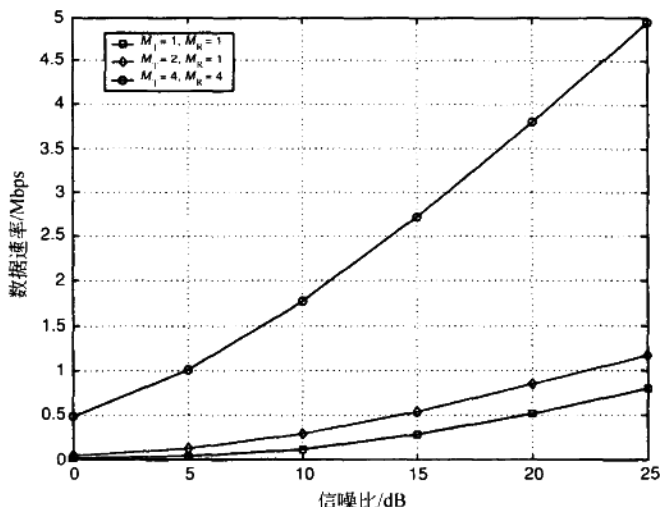


图 1.4 对不同天线配置的数据率(95%的可靠性)与信噪比(SNR)的关系。
信道带宽是 200kHz。

1.2 在无线中利用多天线

图 1.5 显示的是对空时无线链接的不同的天线配置。单输入单输出(SISO)是大家所熟悉的无线配置,单输入多输出(SIMO)有单个发送天线和多个接收(M_R)天线,多输入单输出(MISO)有多个发送(M_T)天线和单个接收天线,多输入多输出(MIMO)有多个发送(M_T)天线和多个接收(M_R)天线。多输入多输出多用户(MIMO-MU)配置是指有多天线的基站与 P 个带有一个或多个天线的用户通信。发送和接收配置都显示在图中。我们有时把 SIMO, MISO 和 MIMO 配置缩写为 XIXO。

1.2.1 阵列增益

阵列增益指的是来自于接收端多天线或发送端多天线或两端多天线的相干合并效应的信噪比在接收端的平均增加。比如,考虑一个 SIMO 信道。到达接收天线的信号有不同的幅度和相位。接收端能把信号相干的合并起来,这样得到的信号就增强了。接收端信号功

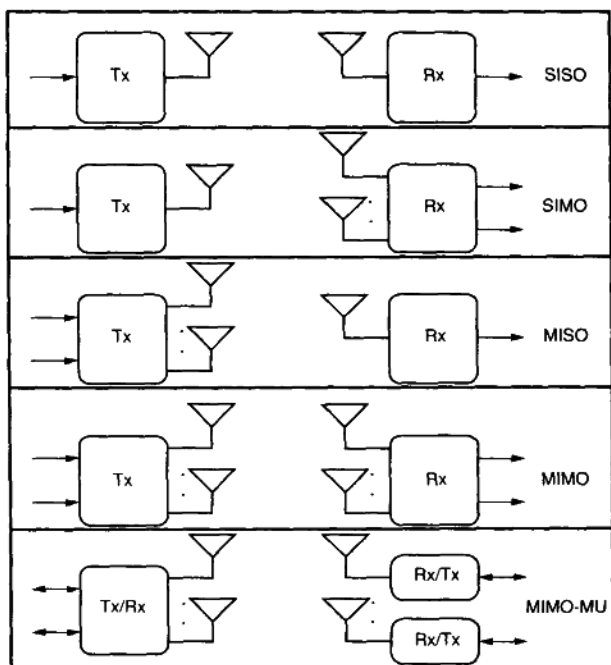


图 1.5 空时(ST)无线系统中的天线配置(Tx: 发送端,Rx: 接收端)

率的平均增长是与接收天线的数目成比例的。在发送端带有多天线的信道中(MISO 或 MIMO 信道),获得阵列增益需要知晓发送端的信道。

1.2.2 分集增益

无线信道中的信号功率波动(或衰落)。当信号功率明显减少时,就称信道在衰落中。分集在无线信道中被用来对抗衰落。

可以在 SIMO 信道中利用接收天线分集[Jakes,1974]。接收天线列收到同一信号独立衰落的副本。接收端把这些信号合并起来,与在任一单天线的信号比起来,这样得到的信号明显呈现出减少幅度的可变性(衰落)。分集以独立衰落分支的数量为特征,也就是所知的分集重数,并且与在 SIMO 信道中接收天线的数量相等。

发送分集可应用到 MISO 信道,并成为研究的活跃领域[Wittneben,1991; Seshadri and Winters,1994; Kuo and Fitz,1997; Olofsson *et al.*,1997; Heath and Paulraj,1999]。无论发送端是否知晓信道,都可以在这样的信道中提取分集。要提取分集就需要对发送的信号进行适当的设计。空时分集编码[Seshadri and Winters,1994; Guey *et al.*,1996;

Alamouti,1998; Tarokh *et al.*,1998,1999b]是一种发送分集技术,它在发送端未知信道信息的情况下依靠空间(发送天线)编码来提取分集。如果所有发送天线到接收天线的信道有独立的衰落,那么这个信道的分集重数就与发送天线的数量相等。

在 MIMO 信道中分集的应用要求上面描述的发送和接收分集的合并。如果每个发送-接收天线对之间的信道独立衰落,那么分集重数就与发送和接收天线数目的乘积相等。

1.2.3 空间多路复用(SM)

空间多路复用使传送速率(或容量)对同样的带宽出现线性(发送-接收天线对的数目或 $\min(M_R, M_T)$ 中)增长而不会有附加的功率消耗。空间多路复用只可能在 MIMO 中实现 [Paulraj and Kailath,1994; Foschini,1996; Telatar,1999a]。下面我们将讨论一个双发送和双接收天线系统空间多路复用的基本原理。这个概念可以扩展到更多的通用 MIMO 信道。

被传送的位数据流被多路分解成两个半速率的子流。从每个发送天线同时调制和发送。在较好的信道条件下,这些信号在接收天线引起的空间特征被很好地分离了。知晓信道情况的接收端能分辨两个共信道信号并提取两个信号,在这之后,解调就生成原始子流进而被合并起来生成原始位流。这样,空间多路复用传送率就和发送-接收天线对的数目成比例了。

空间多路复用也能应用到多用户形式 MIMO-MU,也被认为是空分多址(SDMA)。考虑两个传送单独信号的用户,这两个单独信号会到达一个配置有双天线的基站。基站可以把两个信号分离,以支持两个用户同时使用信道。同样地,基站也能以空间过滤发送两个信号,这样每个用户都能充分地将其信号解码。这样就允许了容量与基站的天线数目和用户数目成比例地增长。

1.2.4 干扰抑制

由于无线信道中的频率再使用,发生了共信道干扰。当使用多天线时,可以利用想得到的信号的空间特征和共信道信号之间的差别来抑制干扰。抑制干扰需要知道想得到的信号的信道情况。但是,不必了解干扰的信道情况。

干扰抑制(或避免)也可以在发送端实现,在这里目标就是在发送信号到想得到的用户时,把发向共信道用户的干扰功率最小化。干扰抑制允许使用过分的重使用因子并提高网络容量。

我们注意到,由于对空间自由度(或天线数量)的需求的矛盾性,或许不可能同时利用所有优点。矛盾解决的程度取决于发送信号设计和接收机的设计。

1.3 空时无线通信系统

图 1.6 中显示一个带有 M_T 发送天线和 M_R 接受天线的典型的空时无线系统。输入数据位输入一个空时编码块,这个编码块为防止噪声而添加奇偶位,并且能在一个衰落的环境中从空间或可能的频率或时间维中获得分集。编码后,比特(或字)在空间,时间和频率中交织,并被映射成数据符号(比如正交幅度调制(QAM))以生成 M_T 输出。接着,在这个 M_T 符号流被一个脉冲成形函数调制之前,它将可能被空时预滤波,通过并行 RF 链路转化成通频带,然后从 M_T 天线发射出来。这些信号到达 M_R 接受天线之前会通过无线衰落信道,经历多维衰落。 M_R 并行 RF 电路中的附加热噪声在接收器端干扰了接受到的信号。信号加噪声的混合信号经匹配滤波和抽样产生了 M_R 输出流。一些附加的空时后滤波也可能会用到。这些流接着被空时解交织和空时解码后产生输出数据流。

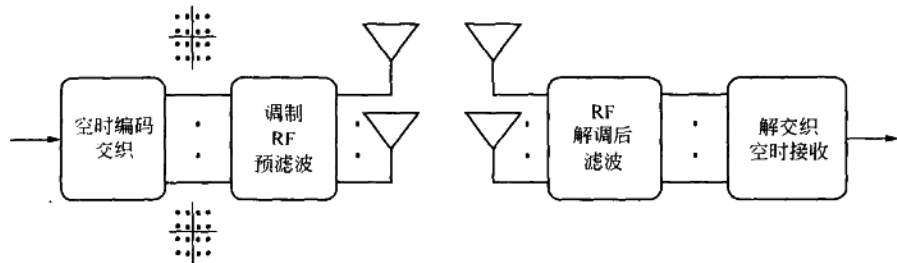


图 1.6 空时无线通信系统示意图

空时通信系统和传统系统之间的差别在于对多天线,空时编码/交织,空时预滤波和后滤波,空时解码/解交织的应用。

我们以本书随后所讨论的概览来总结这一章。

第 2 章概述空时传播。我们利用一种信道矢量表达式评价空时随机域,并且推出了多种表达式和空时信道的统计性描述。我们还将描述真实世界信道测量和模型。

第 3 章介绍 XIXO 信道,从统计性空时信道的描述推导出了信道,提出通用 XIXO 信道模型和测试信道模型,以关于在接收端和发送端的 XIXO 信道估计的讨论结束该章。

第 4 章研究在多种情况下 XIXO 信道的信道容量:对发送端已知和未知的信道,通用信道模型和频率选择性信道。我们还将讨论随机 XIXO 信道的遍历性和断线容量。

第 5 章概览 XIXO 信道的空间分集,讨论带有分集的比特错误率性能和通用信道情况对分集的影响,以关于能够把发送端的空间分集转换成接收端的时间或频率分集的技术来结束该章。

第6章研究分集的空时编码,发送端信道未知的空间复用和单载波调制混合策略,讨论在平坦衰落和频率选择衰落环境中的性能准则。

第7章描述 XISO 信道和单载波调制的空时接收机。讨论最大似然法(ML),迫零(ZF),最小均方误差(MMSE)和连续对消接收机(SUC)结构。同时也将提供性能分析。

第8章致力于发送端通过发送预处理获得信道信息,既对信道清楚已知的情况,又对只有统计性或部分信道已知的情况。

第9章概述 XISO 技术是怎样应用到正交频分多路复用技术(OFDM)和扩频(SS)调制策略中的。也将讨论对单载波调制的空时编码是怎样扩展到空频或空码维的。

第10章讲述多用户(MIMO-MU),这里多用户(每个有一个或多个天线)与基站(有多个天线)通信。并提供了一个关于容量、发送和接收的简单总结。

第11章讨论怎样将多天线用于减少对 XISO 信号同信道干扰和干扰模型。同时也将提供关于干扰分集的简单回顾。

第12章概述带有最优和次优发送和接收机空时信道的性能限制。

2 空时传播

2.1 引言

本章概览无线信道的性能,重点在户外宏小区(macrocellular)环境。描述无线信道,为这样的信道开发一个散射模型并且讨论真实世界信道测量。我们将明了怎样将无线信道建模为评估空时随机域的一个向量,怎样通过散射函数获取它的统计行为。最后,简单地复习了空时退化无线信道。本章的表述将极大地简化,涵盖了关键思想,但是避免了这个领域中丰富(又复杂)的细微差别。许多优秀的教材都讲述了无线传播[Jakes, 1974; Lee, 1982; Parsons, 1992; Rappaport, 1996; Bertoni, 1999]。这里我们的目标是把空间维度整合到这些传播模型中去。

2.2 无线信道

通过无线信道传播的信号沿着许多的不同路径到达目标,这称为多路径。这些路径是由环境中的物体辐射功率的散射,反射和衍射或媒介中的折射所产生的。不同的传播机制对路径损耗和衰落模型有不同的影响。但是,为了简便起见,我们把所有这些失真机制叫做“散射(scattering)”。更进一步,在整本书中,除了特别指出以外,都假定对信号和信道采用复基带表示法。

信号功率减少归因于三个效应:平均传播(路径)损失,宏观衰落,以及微观衰落。宏小区环境中的平均传播损失来自于平方反比定律功率损耗,水和植物的吸收,以及地面反射效应。平均传播损失是决定于范围的。宏观衰落是建筑和自然特征的阻碍效应造成的,也被叫做长期衰落或阴影效应。微观衰落是多路径的建设性的和破坏性的组合造成的,也被叫做短期衰落或快衰落。多路径传播导致信号在不同的维度中传播。这些是延迟扩展,多普勒(或频率)扩展(它需要时变多路径信道)和角度扩展。这些扩展对信号有巨大的作用。平均路径损耗,宏观衰落,微观衰落,延迟扩展,多普勒扩展和角度扩展是主要的信道效应,下面就将逐一介绍。

2.2.1 路径损耗

在理想的自由空间传播中我们有功率损耗平方反比定律,接收到的信号功率由[Jakes, 1974]给出的。

$$P_r = P_t \left(\frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (2.1)$$

这里 P_t 和 P_r 分别是发送和接收的功率, λ_c 是波长, G_t, G_r 分别是发送和接收天线的功率增益, d 是间隔距离。式(2.1)也被认为是 Friis 等式[Feher, 1995]。在小区环境中,一个破坏性的干扰主路径的表面反射路径伴随着主路径。接收到的功率现在近似于

$$P_r = P_t \left(\frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r \quad (2.2)$$

这里 h_t, h_r 分别是发送和接收天线的有效高度,并且我们假设 $d^2 \gg h_t h_r$ 。有效路径损耗遵循四次方反比(路径损耗指数等于 4),从而导致 40dB/decade 的损耗。在现实环境中,路径损耗指数在 2.5 到 6 之间变化,决定于地形和植被情况。宏小区和微小区环境已经被开发了许多经验性的路径损耗模型,比如 Okumura, Hata, COST-231 和 Erceg 模型[Okumura *et al.*, 1968; Hata and Nagatsu, 1980; COST 231 TD(973) 119-REV 2 (WG2), 1991; Erceg *et al.*, 1999a]。

2.2.2 衰落

除了路径损耗,接收到信号的强度显出波动性叫做衰落(fading)。信号强度的波动由典型的两个相乘因子组成——宏观和微观衰落。宏观衰落代表接收到信号功率强度的长期变化性,而微观衰落代表的是短期变化性。现在我们介绍不同类型的衰落。

宏观衰落

宏观衰落是由建筑物或者自然特征的阴影效应造成的,它决定于快速衰落信号的局部平均数。已经通过实验得出了局部平均数的统计分布状态。该分布状态受天线高度,载频和特定环境的影响。然而,Jakes 在 1974 年观测到,接收功率在微观衰落下平均,它将接近于以对数刻度标绘(也就是 dB)时所得到的正态分布。以概率密度函数(PDF)描述的所谓的对数正态分布函数:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.3)$$

在上面的等式中, x (单位: dB) 是一个随机变量代表长期信号功率波动, μ 和 σ 分别代表 x

的均值和标准偏差,都以分贝表示, μ 等于前面 2.2.1 节中介绍的依赖距离的路径损耗, σ 的典型值是 8dB。

微观衰落

微观衰落指的是接收的信号在空间,时间和频率中的快速波动。它是由在发送方和接收方之间的物体的信号散射造成的。如果我们假定衰落是由大量独立散射成分的叠加造成的,那么所接收信号的同相和正交成分就可以假定为独立零均值高斯过程,该信号的包络有一个 Rayleigh 密度函数

$$f(x) = \frac{2x}{\Omega} e^{-\frac{x^2}{\Omega}} u(x) \quad (2.4)$$

其中, Ω 是平均接收功率, $u(x)$ 是单位阶跃函数,其定义为

$$u(x) = \begin{cases} 1 & \text{如果 } x \geq 0, x \in \mathcal{R} \\ 0 & \text{如果 } x < 0, x \in \mathcal{R} \end{cases} \quad (2.5)$$

如果在收发双方之间存在一条直通路径(可能是视线 LOS),信号的包络就不再遵循 Rayleigh 函数,信号幅度的分布状态将遵循 Ricean, Ricean 分布通常是以 Ricean 因子 K 来定义的, K 是信道中平均功率和分散(时变的)功率的比率。所接收信号的包络的 Ricean PDF 为

$$f(x) = \frac{2x(K+1)}{\Omega} e^{-\left(K + \frac{(K+1)x^2}{\Omega}\right)} I_0\left(2x\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right) u(x) \quad (2.6)$$

Ω 是如前定义的平均接收功率。

$I_0(x)$ 是零阶修正的第一类贝塞尔函数,定义为

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos \theta} d\theta \quad (2.7)$$

如果不存在直通路径($K=0$),等式(2.6)中的 Ricean PDF 变为(2.4)式的 Rayleigh PDF,因为 $I_0(0)=1$ 。更多复杂的衰落分布例如 Nakagami 分布[Nakagami, 1960](刻画了高频信道衰落特点)能在各种文献中找到,但本书只讨论 Rayleigh 或 Ricean 衰落。

上述统计特性对三维(空间、时间和频率)微观衰落也适用。图 2.1 显示了路径损耗、微观和宏观衰落三者对无线信道中接收的功率的共同影响。

多普勒扩展——时间选择性衰落

由于散射或发送端/接受端的运动而引起的时变衰落导致了多普勒扩展,也就是单频(以赫兹为单位的频率 ν_c)扩散为于有限频谱带宽中($\nu_c \pm \nu_{\max}$)。对连续波(CW)频带信道响应的时自相关的傅里叶变换被定义为多普勒功率频谱, $\psi_{D_0}(\nu)$ 中 $\nu_c - \nu_{\max} \leq \nu \leq \nu_c + \nu_{\max}$ (见图 2.2)。 $\psi_{D_0}(\nu)$ 是信道输出平均功率作为多普勒频率 ν 的函数。

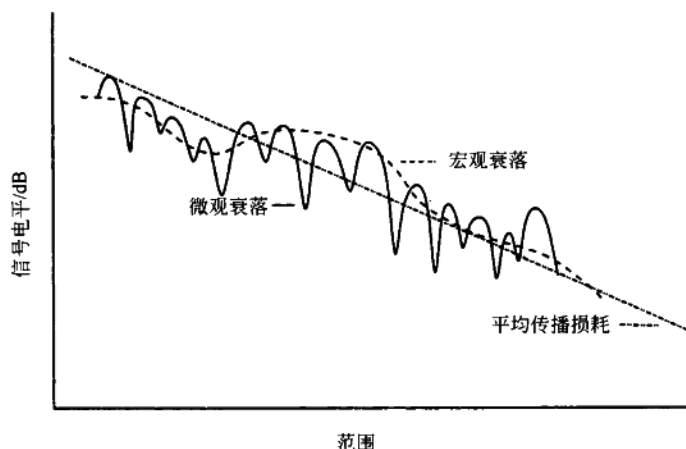


图 2.1 信号功率的波动比无线信道的变化范围。平均传播损耗随范围的增大单调递增,局部偏差可能会由于宏观和微观损耗而产生。

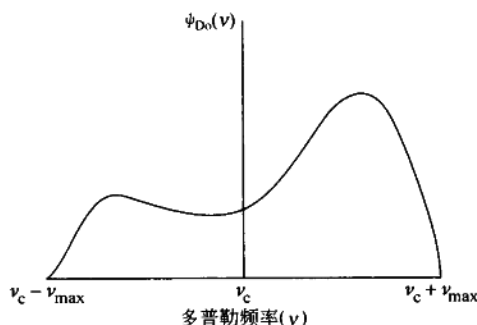


图 2.2 典型的多普勒(功率)频谱 $\psi_{D0}(\nu)$ ——作为多普勒频率 (ν) 函数的平均功率。

如果围绕一个带有垂直电场接受和发送天线的终端,假设有理想化的,均匀分布的散射,那么多普勒功率频谱就是经典的 U 字形并接近于 Jakes 模型[Jakes, 1974]。在现实中,多普勒频谱与此模型相比有很大的变化。在固定无线应用中,多普勒频谱是近似于指数形的[Baum *et al.*, 2000]。 $\psi_{D0}(\nu)$ 的均方根(RMS)带宽就叫做多普勒扩展, ν_{RMS} 由下式给出

$$\nu_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_{\mathcal{F}} (\nu - \bar{\nu})^2 \psi_{D0}(\nu) d\nu}{\int_{\mathcal{F}} \psi_{D0}(\nu) d\nu}} \quad (2.8)$$

其中 \mathcal{F} 表示区间 $\nu_c - \nu_{\max} \leq \nu \leq \nu_c + \nu_{\max}$, $\bar{\nu}$ 是由多普勒频谱的平均频率, 由下式给出

$$\bar{\nu} = \frac{\int_{\mathcal{F}} \nu \psi_{D_0}(\nu) d\nu}{\int_{\mathcal{F}} \psi_{D_0}(\nu) d\nu} \quad (2.9)$$

在直通路径的情况中, 用对应于基站和终端之间相对速度的一附加离散频率成分和直通路径的到达角度来修正上述频谱。时间选择性衰落可以用信道的相干时间 T_c 来描述。相干时间通常被定义为对信号自相关系数减小到 0.7 的时延。相干时间与多普勒扩展是成反比的, 并且可以近似于

$$T_c \approx \frac{1}{\nu_{\text{RMS}}} \quad (2.10)$$

相干时间是信道在时域中变化有多快的度量——相干时间越大, 信道波动越慢。

延迟扩展——频率选择性衰落

在多路径传播的环境中, 发送信号的数个延迟了的、缩放了的版本到达接收端。一个理想化的经典模型是双负指数模型: 路径之间的延迟间距随着路径时延而呈指数增长, 而路径幅度又随时延呈指数下降 [Adachi *et al.*, 1986; Braun and Dersch, 1991]。路径时延的跨距就叫做延迟扩展。在现实中, 延迟扩展也与经典模型有很大变化。信道延迟扩展的均方根, τ_{RMS} 被定义为

$$\tau_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{\max}} (\tau - \bar{\tau})^2 \psi_{D_e}(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{\max}} \psi_{D_e}(\tau) d\tau}} \quad (2.11)$$

这里 $\psi_{D_e}(\tau)$ 是多路径强度分布图或频谱 (信道输出作为时延 τ 的函数的平均功率, 见图 2.3), τ_{\max} 是最大路径时延, $\bar{\tau}$ 是平均时延扩展, 由下式给出

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\tau_{\max}} \tau \psi_{D_e}(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{\max}} \psi_{D_e}(\tau) d\tau} \quad (2.12)$$

当信道作为一个抽头延迟线滤波器时, 延迟扩展造成了频率选择性衰落。频率选择性衰落可以用相干带宽 B_c 来描述, 它是对信道自相关系数减小到 0.7 时的频率延迟。相干带宽与延迟扩展的均方根成反比, 并且是信道频率选择性的量度。所以,

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{\text{RMS}}} \quad (2.13)$$

当相干带宽可以与信号带宽相比或是小于信号带宽时, 这个信道就是所谓的频率选择性的。

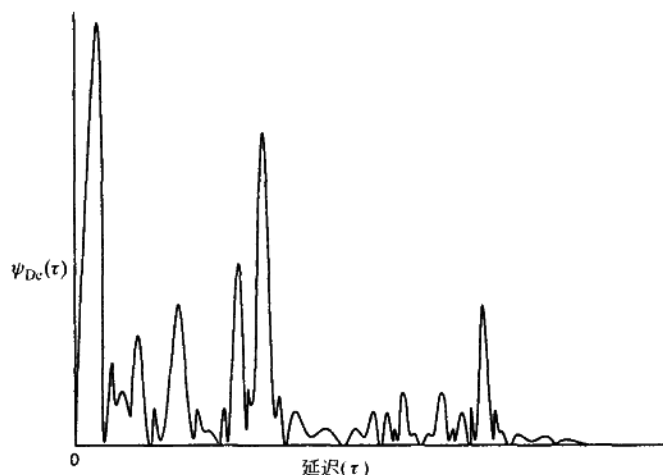


图 2.3 典型的延迟(功率)分布图 $\psi_{De}(\tau)$ ——作为时延(τ)的函数的平均功率

角度扩展——空间选择性衰落

接收端的角度扩展指的是在接收天线阵列的多路径成分的到达角度(angle-of-arrival, AOA)的扩展。同样地,发送端的角度扩展指的是在最终达到接收端的多路径的离开角度(AOD)中的扩展。

用 θ 表示到达角度,用 $\psi_A(\theta)$ 表示平均功率作为到达角度的函数,在角度谱(见图 2.4)中,我们可以把角度扩展 θ_{RMS} 的均方根定义为

$$\theta_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (\theta - \bar{\theta})^2 \psi_A(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} \psi_A(\theta) d\theta}} \quad (2.14)$$

其中 $\bar{\theta}$ 是到达角度平均值,由下式给出

$$\bar{\theta} = \frac{\int_{-\pi}^{\pi} \theta \psi_A(\theta) d\theta}{\int_{-\pi}^{\pi} \psi_A(\theta) d\theta} \quad (2.15)$$

角度扩展引起空间选择性衰落,这就意味着信号幅度由天线的空间位置决定。空间选择性衰落可以用相干距离 D_C 来描述,它是对空间衰落的自相关系数下降到 0.7 的空间间距。相干距离是与角度传播成反比例的——角度扩展越大,相干距离越短。所以,

$$D_C \propto \frac{1}{\theta_{RMS}} \quad (2.16)$$

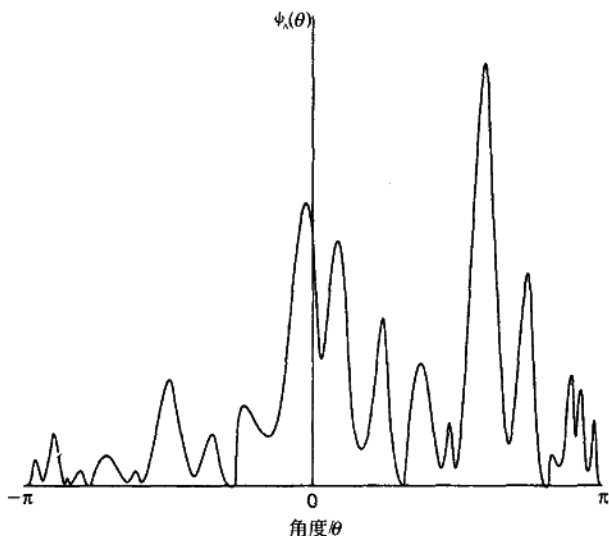


图 2.4 典型角度(功率)频谱 $\psi_A(\theta)$ ——作为角度 (θ) 的函数的平均功率。

对一个由参考发送天线发射的信号来说, θ_{RMS} 和 D_c 在接收天线直观地定义好了的。它们也很容易在关于目标接收天线的发送天线中定义。

2.3 宏小区散射模型

多路径散射是上述三种扩展效应的基本条件(另外,要产生多普勒扩展还要有运动)。在下面的讨论中,我们将描述对反向链接信道(终端到基站,也就是所谓的上行链路)的散射效应,不过这个讨论也同样适用于前向链接(基站到终端,也就是所谓的下行链路)。终端和基站之间的散射体可以分类为下列几种。

本地到终端散射体

本地到终端散射是由终端附近地区中(几十米)的建筑物或其他散射体引起的,如图 2.5 所示。终端运动和本地散射引起了多普勒扩展或相等的时间选择性衰落。当本地散射体引起多普勒散射时,由于散射半径很小,它们造成的延迟扩展是通常可以忽略的。同样地,在基站引起的角度扩展也是很小的。

远程散射体

来自于本地散射体的波阵面可能直接传播到基站,或者由远处高耸的散射体向基站散

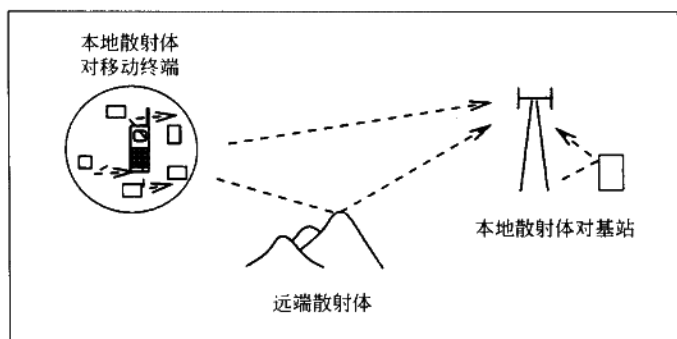


图 2.5 散射体的分类。通常散射在终端周围很集中，而在基站很稀疏。

射,这样产生了反射多径。远程散射体可以是地形特征,也可以是高耸的综合性建筑物。远程散射能引起显著的延迟和角度扩展。任何固定延迟的远程散射体取决于一个对应于最大路径延迟的等延迟椭圆(见图 2.6)。因为像山或是大型建筑群这样的远程散射体,本身就是由许多小散射体组成的,所以这些远程散射体最好是被模拟为更小散射体的圆盘。

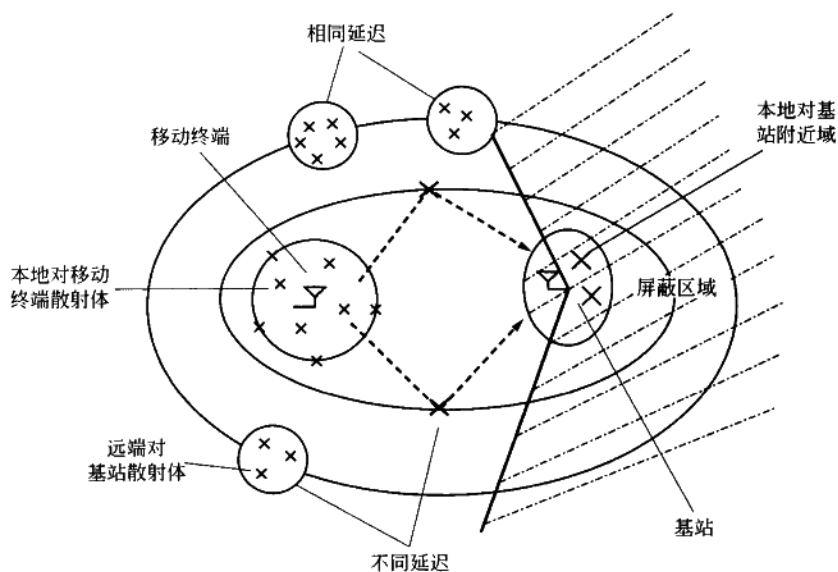


图 2.6 无线信道的散射模型。终端和基站处于等延迟椭圆的焦点上。

本地到基站散射体和屏蔽区域

经过来自于本地和远程散射体的散射后(和任意直接成分一起),信号到达了基站。基站的天线通常用窄垂直波束宽度(典型为 6°)和 120° 的水平波束宽度来树立。因而没有来自位于垂直和水平天线波束宽度之外的散射体的作用,这与在终端的近全向天线允许信号从各个方向散射的情况相反。我们用一个基站周围的散射体屏蔽区域模拟这种效应。但是,可能会有来自天线塔或屋顶角(当基站天线放置在屋顶时)非常近的近场散射,这会导致相关的散射效应(关于这一点更深入的讨论参见2.8节)。

因此,全面的散射模型包括来自于终端,且最初被本地到终端散射体散射的信号。呈现的波阵面更进一步地被远程散射体散射。在第二次散射过后,信号到达了基站的邻近地区。基站附近的屏蔽区域中是不允许有远程散射体的。接着信号最终在某个近场散射后到达了基站天线。

在宏单元中观测的信道行为

我们简单总结一下观测到的无线信道行为。

K 因子: 通常观察到 K 因子在基站附近为 20 到大范围 0 之间变化。K 因子很典型地表现出随范围而呈指数下降的情况。可以从 [Erceg *et al.*, 1992, 1999a, 1999b; Baum *et al.*, 2000] 中找到更进一步的细节。

延迟扩展: 延迟扩展 τ_{RMS} 很明显地随着到终端的距离而增大。这个增大的发生是基于这样的事实: 在更大的距离中, 带有大的延迟的多路径与直接路径相比, 对 τ_{RMS} 起的作用加强。在平坦的乡村环境中, τ_{RMS} 小于 $0.05\mu\text{s}$, 在城镇地区 τ_{RMS} 通常是 $0.2\mu\text{s}$, 而在山区, 有观测到 $2\sim 3\mu\text{s}$ 的 τ_{RMS} 。因此, 相干带宽 B_c 从几兆赫变化到几百千赫, 由地形决定。

多普勒扩展: 多普勒扩展通常是不随范围变化的。但是, 如果有一个很大的视线因素(高 K 因子), v_{RMS} 会下降, 所以直接路径有零多普勒扩展(直接路径可以有非零多普勒频移)。多普勒扩展在几赫兹(静态或徒步移动)到大约 200Hz 之间变化, 且取决于载波频率、终端速度和散射体的角度扩展。

角度扩展: 角度扩展很大程度上由地形和天线离地面的高度决定。在基站, θ_{RMS} 可能在平坦乡村地区的几分之一度到山地和密集城镇地区的 20° 之间变化。城镇和山地会展现以一束中心间距可达 120° 的镜像到达。相干距离 D_c (水平) 在 $3\lambda_c$ 到 $20\lambda_c$ 之间变化。在终端, 角度扩展要大得多。终端的散射体是分布在各个方向的, 虽然不一定要均匀。终端的 D_c 在 $0.25\lambda_c$ 到 $5\lambda_c$ 之间变化。如果天线阵列在某一特定角度形成一波束(比如, 作为空间滤波器), 那么阵列观测到的角度扩展不能超过它的波束宽度。更进一步, D_c 取决于散射体中心关于天线基线的方向。典型地, D_c 在侧面更小, 沿轴向辐射方向更大。这些观测结果对在基站利用天线分集是非常重要的。

在[Oestges and Paulraj, 2003]中提出了一种能囊括上述所有散射效应的抽象模型。这个模型成功地解释了大量观测的信道特性。

2.4 信道作为空时随机域

无线信道可以被建模为线性时变系统。我们暂时不管信道的时变本质,用 $p(\tau)$ 表示发送端和接收端之间的脉冲响应,这里 $p(\tau)$ 本身常常被指为“信道”,指在0时刻发送的单位脉冲在时间 τ 时的响应。因为无线信道随频率变化非常大, $p(\tau)$ 只有在一种情况下是有意义的,那就是当它被衡量于一个合理的能覆盖工作频率的窄通频带中时。在移动通信中,比如, $p(\tau)$ 应该用5%~10%的通频带信道带宽来描述,例如,中心频率1.8GHz的180kHz带宽。下面,假设 $p(\tau)$ 是通频带响应的复包络表示法。我们还暂时假设发送和接收天线是电场垂直极化天线。我们可以在时变和空间变化环境中把 $p(\tau)$ 推广为 $p(\tau, t, \mathbf{d})$,这里定义为位于 \mathbf{d} 的接收端天线在 t 时刻对来自于位于所谓起点的发送天线在 $t-\tau$ 时刻发送的脉冲响应(见图2.7)。换句话说, $p(\tau)$ 是由 \mathbf{d} 和 t 标记的——是空间和时间的参数。更进一步,为了简化, $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 假定为零均值。注意在不同延迟(τ)采样的 $p(\tau)$ 能用一个向量(用任一合适的基)集合描述,所以 $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 可以被认为是评价空时随机域的向量[Vanmarcke, 1983]。

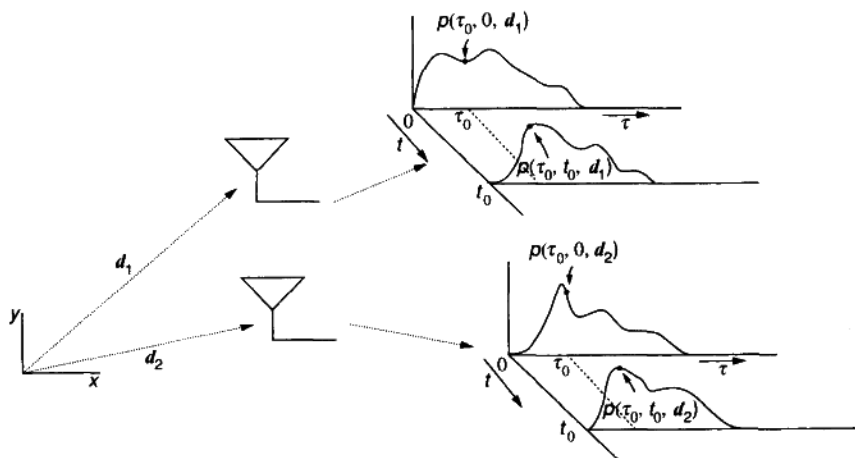


图 2.7 空时信道脉冲响应作为评价空时随机域的矢量,注意 $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 是复数。

当然 $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 取决于如增益和相位之类的发送和接收天线参数,但是在下面的讨论中,我们没有清晰地为此种依赖关系建模。通过对 τ 或 t 维的傅里叶变换,信道 $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 可

以用几种可供选择的形式来表达。同样地,我们也能在 d 维定义角度或者波数量/波向量变换。与此相关的全面讨论请参阅[Stüber,1996; Durgin,2000]。一般说来, $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 的性能是非常复杂的。但是,实际情况适合于对它们自身进行某种简化的假设,如我们下面将要讲到的平稳性。接下来,从集合的意义上,我们假定期望算符为 \mathcal{E} 。处理这些统计学的存在性和收敛性通常需要特别小心,不过这已超出简单概述的范围了。

2.4.1 广义平稳性(WSS)

广义平稳性(WSS)是指信道的第二个参数时间统计是稳定的。这个假设在移动信道中较短期间 T_u 内,被证明是正确的。为了清晰,我们暂时先不管空间维度(\mathbf{d})的依赖性。广义平稳性意味着

$$\mathcal{E}\{p(\tau, t)p^*(\tau, t + \Delta t)\} = R_t(\tau, \Delta t) \quad (2.17)$$

也就是说,时间中的自相关只取决于时延 Δt 而不是 t ; $R_t(\tau, \Delta t)$ 被叫做时延相关函数。可定义

$$U(\tau, \nu) = \int_{-\frac{T_u}{2}}^{\frac{T_u}{2}} p(\tau, t) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (2.18)$$

这是 $p(\tau, t)$ 的截断傅里叶变换(在时间 t 维度中); $U(\tau, \nu)$ 是在延迟(τ) 多普勒频率(ν) 域中的信道描述。当 $T_u \rightarrow \infty$, 有

$$\mathcal{E}\{U(\tau, \nu_1)U^*(\tau, \nu_2)\} = 0, \quad \text{当 } \nu_1 \neq \nu_2 \quad (2.19)$$

它说明在不同多普勒频率的信道是不相关的[Bello,1963]。

2.4.2 非相关散射(US)

这个非相关散射(US)模型假定对信道中的延迟扩展有作用的散射体有独立的衰落,也就是说

$$\mathcal{E}\{p(\tau_1, t)p^*(\tau_2, t)\} = 0, \quad \text{当 } \tau_1 \neq \tau_2 \quad (2.20)$$

非相关散射假设说明了传输频率域中的平稳性,这是信道通频带中的频率。令

$$P(f, t) = \int_0^{\tau_{\max}} p(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.21)$$

这里 $P(f, t)$ 是传输频率(f)-时间(t)域中的信道描述。从非相关散射假设,在信道带宽上,我们有

$$\mathcal{E}\{P(f, t)P^*(f + \Delta f, t)\} = R_f(\Delta f, t) \quad (2.22)$$

$R_f(\Delta f, t)$ 叫做延迟传输频率相关函数。广义平稳性和非相关散射假设的结合形成了所谓的广义平稳非相关散射(WSSUS)模型,它在时域和传输频率域是平稳的,且相反地,在多普勒频率(ν)和延迟(τ)维度有独立成分。

2.4.3 均匀信道(HO)

现在重新介绍空间维度 \mathbf{d} 。在实际中,对空间模型的合理假设是,在空间数十个相干距离 D_c 中, $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 的统计特征是局部平稳的。这就说明

$$\mathcal{E}\{p(\tau, t, \mathbf{d})p^*(\tau, t, \mathbf{d} + \Delta\mathbf{d})\} = R_d(\tau, t, \Delta\mathbf{d}) \quad (2.23)$$

也就是说,穿过空间的信道响应的自相关只取决于 $\Delta\mathbf{d}$ 而不是 \mathbf{d} 。这里 $R_d(\tau, t, \Delta\mathbf{d})$ 叫做空间延迟相关函数。

假设 \mathbf{d} 在 x 轴上,且用标量 $x(-D_0/2 \leq x \leq D_0/2)$ 作参数表示,这里 D_0 表示稳态的范围,我们可以把信道响应的角度变换定义为 $S(\tau, t, \theta)$, 这里

$$p(\tau, t, x) = \int_{-\pi}^{\pi} S(\tau, t, \theta) e^{j2\pi x \sin(\theta) \frac{1}{\lambda_c}} d\theta \quad (2.24)$$

$S(\tau, t, \theta)$ 是在延迟(τ)-时间(t)-角度(θ)域中的信道描述。假设一个离散散射模型,散射体位于不同路径延迟和到达角度。 $S(\tau_i, \theta_i)$ (略掉了 t) 可以被解释为位于 τ_i 和 θ_i 的散射体的散射幅度(见图 2.8)。在第 3 章中将会用这种解释来展开信道模型。

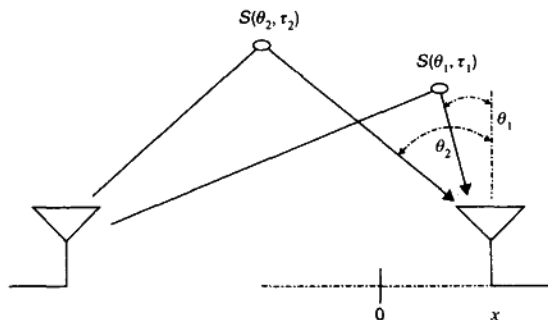


图 2.8 $p(\tau, x)$ 可以作为散射体在 (θ_i, τ_i) 幅度为 $S(\theta_i, \tau_i)$ 的总和模型

如果 $p(\tau, t, x)$ 在 x 中是均匀的,可以看到对于 $D_0 \rightarrow \infty$

$$\mathcal{E}\{S(\tau, t, \theta_1)S^*(\tau, t, \theta_2)\} = 0 \quad \text{当 } \theta_1 \neq \theta_2 \quad (2.25)$$

这说明来自散射体到达角度不同的信号是不相关的。广义平稳非相关散射(WSSUS)和均匀信道(HO)假设的结合叫做 WSSUS-HO 信道。均匀性要求散射体有统计上的全向散射和线性均匀性。如果在二维平面(柱面各向同性)中散射体在角度 $[0, 2\pi]$ 中均匀分布,可以看到在两个间隔 Δx 的两天线的信道之间的相关性 $R_x(\Delta x)$ (略去了 τ 和 t 维度)满足 [Stüber, 1996]

$$R_x(\Delta x) \propto J_0\left(\frac{2\pi |\Delta x|}{\lambda_c}\right) \quad (2.26)$$

其中 $J_0(x)$ 是由下式给出的第一类的零阶贝塞尔函数

$$J_0(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \cos(x \sin \theta) d\theta \quad (2.27)$$

进而, 当 $|\Delta x| \approx 0.4\lambda_c$ 时, $J_0(2\pi|\Delta x|/\lambda_c) \approx 0$ 。要注意的是在二维平面中 $R_r(\Delta x)$ 不是由 Δx 的方向决定的。因此, 实际中, 在充分散射的环境中放置间距为 $0.4\lambda_c$ 的天线可以得到空间非相关衰落。要得到接近于 0.7 的相关系数, 合适的天线间距仅需 $0.25\lambda_c$ 。

有趣的是, 注意到如果天线是在三维空间(球形各向同性)中均匀分布的, 可以在 [Abhayapala *et al.*, 1999] 看到

$$R_r(\Delta x) \propto \frac{\sin(2\pi|\Delta x|/\lambda_c)}{2\pi|\Delta x|/\lambda_c} \quad (2.28)$$

这说明, 对完全去相关来说天线间距为 $\lambda_c/2$ 是最佳的。同时说明, 在三维空间中, $R_r(\Delta x)$ 是不依赖于方向的。

2.5 散射函数

先前我们研究了不同域表示法和不同一维延迟相关函数中的信道响应。散射函数是 $p(\tau, t, d)$ 的有用的二维或三维统计特性。在下面的介绍中, 我们假设信道是 WSSUS-HO。

多普勒-延迟散射函数

我们把这个函数定义为

$$\phi_{\text{Do,De}}(\nu, \tau) = \lim_{T_u \rightarrow \infty} \frac{\mathcal{E}\{|U(\tau, \nu)|^2\}}{T_u} \quad (2.29)$$

略去了空间维度 d 。多普勒-延迟散射函数 $\phi_{\text{Do,De}}(\nu, \tau)$ 代表了作为多普勒频率和延迟的函数的信道平均功率。在广义平稳性假设的情况下, 借助 Wiener-Khintchine 理论, $\phi_{\text{Do,De}}(\nu, \tau)$ 是 $R_r(\tau, \Delta t)$ 在 Δt 维度中的傅里叶变换。在广义平稳非相关散射假设的情况下, $\phi_{\text{Do,De}}(\nu, \tau)$ 可以是 ν 和 τ 的任意函数。典型的 $\phi_{\text{Do,De}}(\nu, \tau)$ 见图 2.9。

角度-延迟散射函数

我们把这个函数定义为

$$\phi_{\text{A,De}}(\theta, \tau) = \mathcal{E}\{|S(\tau, \theta)|^2\} \quad (2.30)$$

这里我们略去了时间维度 t 。角度-延迟散射函数 $\phi_{\text{A,De}}(\theta, \tau)$ 代表作为角度和延迟维度的函数的信道平均功率。这里要注意的是要使 $\phi_{\text{A,De}}(\theta, \tau)$ 存在就需要均匀性。更进一步, 在非相关散射假设的条件下, $\phi_{\text{A,De}}(\theta, \tau)$ 可以是 θ 和 τ 的复杂函数。典型的 $\phi_{\text{A,De}}(\theta, \tau)$ 请见图 2.10。

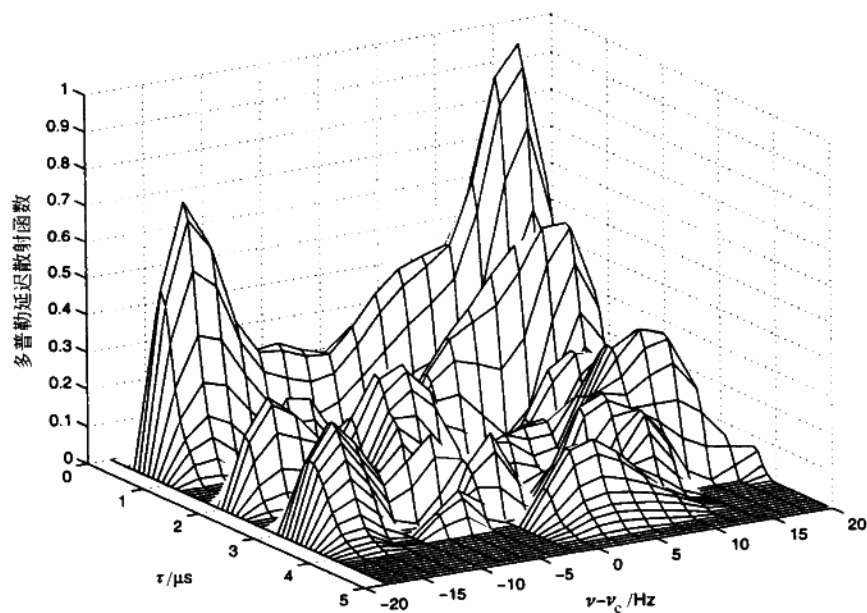


图 2.9 多普勒-延迟散射函数表示多普勒-延迟维度中的平均功率。

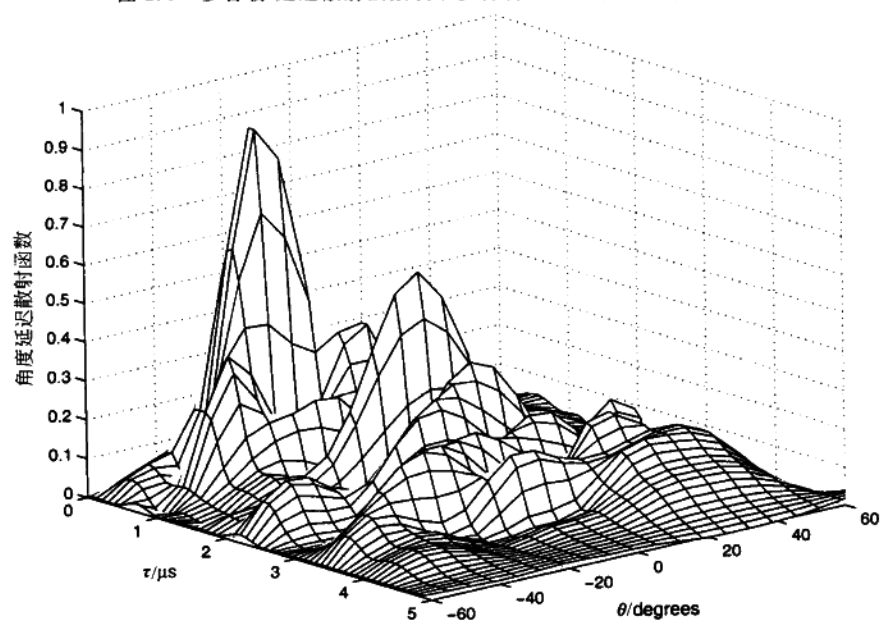


图 2.10 角度-延迟散射函数表示为在角度-延迟维度中的平均功率。

多普勒-角度-延迟散射函数

现在我们在一个三元散射函数中获得了完整的信道统计特性。记为

$$Q(\tau, \nu, \theta) = \int_{-\frac{T_u}{2}}^{\frac{T_u}{2}} S(\tau, t, \theta) e^{j2\pi t\nu} dt \quad (2.31)$$

我们可以定义

$$\psi_{Do, A, De}(\nu, \theta, \tau) = \lim_{T_u \rightarrow \infty} \frac{\mathcal{E}\{|Q(\tau, \nu, \theta)|^2\}}{T_u} \quad (2.32)$$

$\psi_{Do, A, De}(\nu, \theta, \tau)$ 代表在多普勒-频率-角度-延迟维中的信道平均功率。要注意的是要使 $\psi_{Do, A, De}(\nu, \theta, \tau)$ 存在就需要 WSS 和 HO 假设。更进一步地, 如果信道是 WSSUS-HO 的, 那么 $\psi_{Do, A, De}(\nu, \theta, \tau)$ 可以是 ν, θ 和 τ 的一个复杂函数。这里, 我们再次注意到散射函数是在接收天线处定义的, 并且取决于发送和接收天线的共同的几何形状。

边界谱(marginal spectra)

要注意在第 2.2.2 部分讨论的多普勒、延迟和角度功率谱(分别是 $\psi_{Do}(\nu)$, $\psi_{De}(\tau)$ 和 ψ_A) 是通过下式与散射函数有关的

$$\psi_{Do}(\nu) = \int_0^{\tau_{\max}} \psi_{Do, De}(\nu, \tau) d\tau \quad (2.33)$$

$$\psi_{De}(\tau) = \int_{-\pi}^{\pi} \psi_{Do, De}(\nu, \tau) d\nu = \int_{-\pi}^{\pi} \psi_{A, De}(\theta, \tau) d\theta \quad (2.34)$$

同样地,

$$\psi_A(\theta) = \int_0^{\tau_{\max}} \psi_{A, De}(\theta, \tau) d\tau \quad (2.35)$$

边界功率谱和复合散射函数 $\psi_{Do, De, A}(\nu, \tau, \theta)$ 之间的关系也是这样的。

视线成分

散射函数的发展采用了零均值衰落信道。但是, 现实中的信道可能有非零平均(视线)成分。这些蕴涵的非衰落成分必须在多普勒频率、延迟和角度维度有零扩展。对这种成分的功率表达式应该是在合适的多普勒、延迟和角度值的脉冲的情况下适用。那么总的散射函数就是对衰落成分的散射函数和由视线生成的脉冲成分的总和。

2.6 极化和场化各种信道

到目前为止我们假设发送端和接收端使用的是单极的电场天线。本节我们对发送端和接收端使用不同极化和场化天线时的空时信道作简单评价。

考虑电场天线和没有多路径的信道。如果我们在一个极化发送并且在一个正交极化(交叉极化是与共极相反的)接收,那么在发送和接收天线有最佳交叉极化鉴别度(XPD)(即,不响应交叉极化场)的理想状态下,响应应该为零,并且介质有零交叉极化耦合(XPC)(即,不向交叉极化方向传送功率)。实际上,这两个情况都不是真实的。

单独对非完全 XPD 来说,在共极化和交叉极化信道下的接收天线的响应是完全包络相关的。单独对非完全 XPC 来说,交叉极化信道通常是很少或不与共极化天线相关。交叉极化耦合随宏小区中的范围增大而增长,并与 K 因子变化相反。当在很大范围中 K 因子下降时,XPC 增长,特别是在充满散射的环境中。因为 XPD 和 XPC 都是描述交叉极化混频的,它们通常联合起来被指为 XPD,但是它们有不同的衰落相关特性。更多细节请参考 [Turkmani,1995; Andrews *et al.*,2001; Nabar *et al.*,2002a]。

再次假设在单极天线的情况下,如果我们使用不同的场(电场或磁场)天线,就能发现许多新效应。如果没有任何散射体,电场和磁场信道显示出非常好的包络相关性。有散射出现的话,电场和磁场天线在元件样式中有不同的响应,且在散射增长时将显示出相关性。不同天线的散射函数将显示出显著的变化,包括有不同特性的多普勒频谱 [Lee,1982]。

2.7 天线阵列拓扑结构

讨论过天线元件样式中的电场,磁场和极化的作用后,现在考虑天线阵列的拓扑结构,这是另一个影响空时信道的重要因素。基站和终端之间有很大的不同。对于基站,我们注意到相干距离 D_c (对单极化天线)可以很大($3\lambda_c \sim 30\lambda_c$)。所以用来捕获分集而间隔的天线(见图 2.11(a))将用传统的波束成形来进行“空间混叠”,且没有散射显示出过多的栅格波瓣。混叠的射束不会局限于某个角度,而是可以在很宽的角度接收或是发送干扰信号。这些评价大部分对散射介质也适用。

“紧凑”阵列(布局为 $\lambda_c/2$)阵列(见图 2.11(b)),另一方面,将会有很好的波束方向特性,但分集效果较差。图 2.11(c)中的拓扑结构是一种结合二者优点的可能折衷。通常,获得分集很重要,典型地,会选择使用(a)或者(c)。如果使用了交叉极化天线(见图 2.11(d)),那么可以对波束成形使用“紧凑”阵列,且仍然希望在极化域获得足够的分集(参见 [Turkmani,1995])。

由于尺寸大小的限制(比如移动电话),对终端天线拓扑结构的选择是有限的。但是,如果在终端附近有充足的散射,就允许间隔小到 $0.25\lambda_c$,以获得分集。

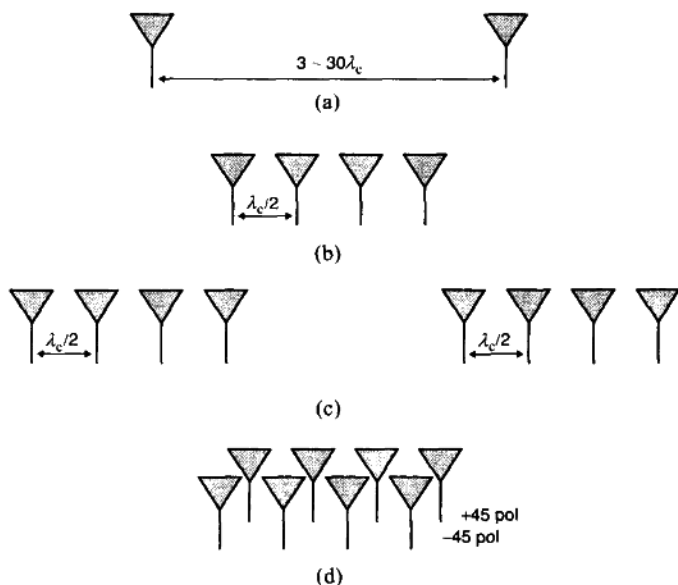


图 2.11 基站的一些天线阵列拓扑结构

(a) 布置较远的天线(较好的空间分集但是过多栅格瓣); (b) 紧凑的阵列(较好的射束模式但是频谱分集较差); (c) 结合了(a)和(b)优点的折衷方案; (d) 双极化阵列。

2.8 退化信道

在上述的讨论中,从发送端到接收端的路径通过沿着和穿过发送-接收轴分布的散射体传播。但是,在某种传播条件下,这种针孔效应(pin-hole effect)会迫使所有的路径经过一个单独的针孔,导致退化信道(degenerate channel)的情况。下面就来探讨这种信道。

考虑图 2.12 中的简单模型。从移动发送端发出的信号被它周围的散射体(LHS 或称左侧散射体)和固定接收端周围的散射体(RHS 或称右侧散射体)散射。我们在发送和接收散射体之间放置一块带有针孔(或锁孔, key-hole)的屏蔽。对 RHS 来说,来自针孔 [Gesbert *et al.*, 2000; Chizhik *et al.*, 2000, 2002; Andersen, 2001; Vaughan and Andersen, 2001; Molisch, 2002] 的信号是一个点源。假定所有散射体都是静止的,因此多普勒扩展就只由传送运动产生。

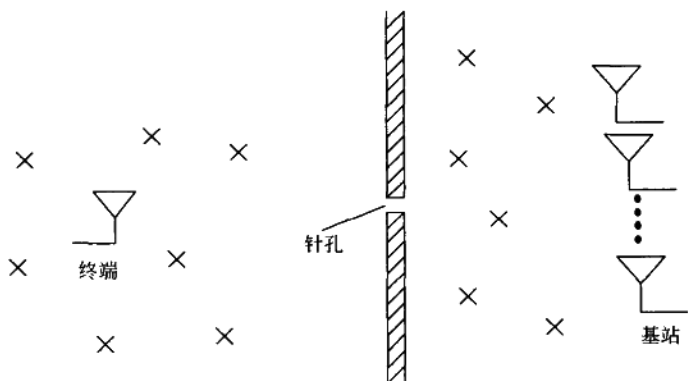


图 2.12 空时信道中的针孔(或称锁孔)。这会对空时信道容量和多样性造成巨大的影响。

情况 1: 空-时退化

我们假设终端在运动,所以就有多普勒扩展或时间选择性衰落。进一步地,我们假设在 LHS 或 RHS 中没有延迟扩展,也就是说, $\tau_{\text{RMS}} = 0$ 。所以,信道是频率平坦衰落,我们略去了维度 τ 。来自针孔的信号有时间选择性衰落,并由 RHS 散射。因为 RHS 是静止的,到达基站阵列的信号带有空间“凝固”特征。假设一个在基站的天线阵列,其第 i 天线的信道由下式给出

$$p(t, i) = \hat{p}(t) \hat{p}(i) \quad (2.36)$$

这里 $\hat{p}(t)$ 是一个 Rayleigh 时间选择性衰落信道(与在针孔的情况相同), $\hat{p}(i)$ 是凝固 Rayleigh 空间选择性衰落信道。因此, $p(t, i)$ 是一个双 Rayleigh 衰落随机变量[Gesbert *et al.*, 2000]。上面的模型代表空时域中的“倍增衰落”。

情况 2: 时间-频率退化

再次假设终端在运动,但由于巨大的差分传送时间, RHS 导致了延迟扩展。在传输频率-时间域中任何一个基站天线的信道可由下式给出,

$$P(f, t) = \hat{p}(t) \hat{P}(f) \quad (2.37)$$

其中, $\hat{P}(f)$ 代表频率选择性 Rayleigh 衰落。因此信道在传输频率-时间域是双 Rayleigh 衰落分布的。

情况 3: 空间-频率退化

如果到针孔的 LHS 有延迟扩展,终端是静止的并且没有来自于 RHS 的延迟扩展,那

么我们有空间-频率退化,也就是说,在传输频率域第 i 个接收天线的信道由下式给出

$$P(f, i) = \hat{P}(f) \hat{p}(i) \quad (2.38)$$

现在,我们得到一个在空间-频率域的双 Rayleigh 衰落信道。

针孔效应有时发生在远程传送信号作为零角度扩展波阵面到达时的情况下。通过小窗户而穿过建筑物的信号就有相同的退化。针孔效应还被知道发生在隧道和街巷中。

双 Rayleigh 衰落统计

考虑 $p(t, i) = \hat{p}(t) \hat{p}(i)$, 这里每个组成都是 Rayleigh 衰落。设 $\Omega_1 = \mathcal{E}\{p(t)^2\}$ 且 $\Omega_2 = \mathcal{E}\{p(i)^2\}$ 。[Erceg *et al.*, 1997; Simon, 2002] 指出 $p(t, i)$ 的包络的概率密度函数是

$$f(x) = \frac{2}{\pi \sqrt{\Omega_1 \Omega_2}} K_0 \left(\frac{x}{\sqrt{\Omega_1 \Omega_2}} \right) u(x) \quad (2.39)$$

其中, $K_0(x)$ 是第二类零阶修正贝塞尔函数。

散射函数可分离性

容易看到,倍增衰落函数模型会导致散射函数的“可分离性”。一般说来,如果信道在所有这三个维度中都有退化,我们将看到

$$\psi_{\text{Do, De, A}}(\nu, \tau, \theta) = \psi_{\text{Do}}(\nu) \psi_{\text{De}}(\tau) \psi_{\text{A}}(\theta) \quad (2.40)$$

这就意味着 $\psi_{\text{Do, De, A}}(\nu, \tau, \theta)$ 不再是 ν, τ 和 θ 的一个任意函数。由于是可选择的,可分离性可能只发生在两个维度中,比如 θ 和 τ , 在这种情况下

$$\psi_{\text{De, A}}(\tau, \theta) = \psi_{\text{De}}(\tau) \psi_{\text{A}}(\theta) \quad (2.41)$$

退化信道对无线信道的容量和分集有着有趣的含义,在后面的第 4 章和第 5 章将会进行讨论。

2.9 互易性及其含义

互易性原理是指如果信号是从终端发送且在基站接收,那么与信号使用的从发送天线(比如基站)到接收天线(比如终端)的路径是相同的。当然,频率、时间和天线位置也必须相同。互易性意味着从基站到终端的信道(或者脉冲响应)是与从终端到基站的信道相同的。这就直接说明,不管在基站还是在终端测量,多普勒频谱($\psi_{\text{Do}}(\nu)$)和延迟频谱($\psi_{\text{De}}(\tau)$)都是相同的。关于角度频谱($\psi_{\text{A}}(\theta)$)我们要特别注意。如果我们只包含到达终端的路径,那么可以说基站接收的 $\psi_{\text{A}}(\theta)$ 和基站发送的 $\psi_{\text{A}}(\theta)$ 是一样的。但一般说来, $\psi_{\text{A}}(\theta)$ (和 $\theta_{\text{RMS}}, D_{\text{C}}$) 在基站和终端是不一样的。所以在空间域中解释互易性原理时要特别小心。

3 空时信道和信号模型

3.1 引言

第2章介绍了空时传播,并把通频带物理信道描述为评价随机域的向量 $p(\tau, t, \mathbf{d})$ 。现在我们考虑典型的空时无线系统,它使用特定的运行窄带,在特定的位置在发送端和接收端使用一个或多个天线。我们给出 SISO, SIMO, MISO, MIMO 信道模型的一个概述,提出了从信道的统计描述来构建信道的技术,提出了为捕获宏小区空时信道效应的模型,并且讨论了空时信道估计技术。

3.2 定义

在本节将定义 SISO, SIMO, MISO, MIMO 信道和它们的输入输出模型。下面的推导中将略去接收端的加性噪声。

3.2.1 SISO 信道

让 $h(\tau, t)$ 作时变信道脉冲响应,这个响应从发送端的脉冲成形滤波器 $g(\tau)$ 的输入端,通过传播信道 $p(\tau, t)$,到达接收端匹配滤波器的输出端。我们把 $h(\tau, t)$ 定义为 $t-\tau$ 时的脉冲在时刻 t 的响应。脉冲成形滤波器和匹配滤波器的结合使 $h(\tau, t)$ 成为窄带信道。为方便起见,通常 $h(\tau, t)$ 就是指从发送天线到接收天线的信道,但它是如上述那样的严格定义的。其具体描述可以在很多优秀的经典书籍[Wozencraft and Jacobs, 1965; Proakis, 1995; Cioffi, 2002]中找到。

注意这里 $h(\tau, t)$ 又是带通脉冲响应函数的复包络。典型地,在移动无线电中,无线链接使用在中心频率 0.01% 和 0.1% 之间变化的带宽,比如,在 IS-95 系统中,信道带宽为 1.25MHz,以 900MHz 或 1.8GHz 为中心。

如果发送信号 $s(t)$,接收到的信号 $y(t)$ 由下式给出

$$y(t) = \int_0^{\tau_{\text{max}}} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau = h(\tau, t) * s(t) \quad (3.1)$$

其中, * 代表卷积运算符, 并且假设因果信道脉冲响应的持续时间为 τ_{total} 。信号 $s(t)$ 和 $y(t)$ 也是一个窄带信号的复包络。

3.2.2 SIMO 信道

考虑一个带有 M_R 接收天线的 SIMO 信道。SIMO 信道可以被分解为 M_R 个 SISO 信道。用 $h_i(\tau, t)$ 表示发送天线和第 i 个 ($i=1, 2, \dots, M_R$) 接收天线之间的脉冲响应, 我们看到 SIMO 信道可以用 $M_R \times 1$ 向量 $\mathbf{h}(\tau, t)$ 表示, 由下式给出

$$\mathbf{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) h_2(\tau, t) \cdots h_{M_R}(\tau, t)]^T \quad (3.2)$$

更进一步, 当信号 $s(t)$ 是从发送天线发出的, 在第 i 个接收天线接收到的信号 $y_i(t)$ 由下式给出

$$y_i(t) = h_i(\tau, t) * s(t), \quad i = 1, 2, \dots, M_R \quad (3.3)$$

用 $M_R \times 1$ 向量 $\mathbf{y}(t) = [y_1(t) y_2(t) \cdots y_{M_R}(t)]^T$ 表示 M_R 接收天线接收到的信号, 则等式 (3.3) 里的关系可以简单地表示为

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * s(t) \quad (3.4)$$

3.2.3 MISO 信道

考虑带有 M_T 发送天线的 MISO 系统。与先前讨论过的 SIMO 信道类似, MISO 信道由 M_T 个 SISO 链接组成。用 $h_j(\tau, t)$ 表示第 j ($j=1, 2, \dots, M_T$) 个发送天线和接收天线之间的脉冲响应, MISO 信道可以用 $1 \times M_T$ 向量 $\mathbf{h}(\tau, t)$ 表示, 由下式给出

$$\mathbf{h}(\tau, t) = [h_1(\tau, t) h_2(\tau, t) \cdots h_{M_T}(\tau, t)] \quad (3.5)$$

假设 $s_j(t)$ 第 j 个天线发送的信号, $y(t)$ 是接收到的信号, MISO 信道的输入输出关系由下式给出

$$y(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_j(\tau, t) * s_j(t) \quad (3.6)$$

也可以用向量的概念表示为

$$y(t) = \mathbf{h}(\tau, t) * \mathbf{s}(t) \quad (3.7)$$

其中 $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \cdots s_{M_T}(t)]^T$ 是一个 $M_T \times 1$ 向量。

3.2.4 MIMO 信道

考虑一个带有 M_T 发送天线和 M_R 接收天线的 MIMO 系统。用 $h_{i,j}(\tau, t)$ 表示在第 j 个 ($j=1, 2, \dots, M_T$) 发送天线和第 i 个 ($i=1, 2, \dots, M_R$) 接收天线之间的脉冲响应, MIMO 信道用 $M_R \times M_T$ 矩阵 $\mathbf{H}(\tau, t)$ 表示, 有

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(\tau, t) & h_{1,2}(\tau, t) & \cdots & h_{1,M_T}(\tau, t) \\ h_{2,1}(\tau, t) & h_{2,2}(\tau, t) & \cdots & h_{2,M_T}(\tau, t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1}(\tau, t) & h_{M_R,2}(\tau, t) & \cdots & h_{M_R,M_T}(\tau, t) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

向量 $[h_{1,j}(\tau, t) h_{2,j}(\tau, t) \cdots h_{M_R,j}(\tau, t)]^T$ 是由第 j 个发送天线发射的穿过接收天线阵列的空时特征或信道。进而, 假设信号 $s_j(t)$ 是由第 j 个发送天线发射的, 在第 i 个接收天线接收到的信号 $y_i(t)$ 由下式给出

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^{M_T} h_{i,j}(\tau, t) * s_j(t), \quad i = 1, 2, \cdots, M_R \quad (3.9)$$

用矩阵的概念表示 MIMO 信道的输入-输出关系为

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H}(\tau, t) * \mathbf{s}(t) \quad (3.10)$$

其中 $\mathbf{s}(t) = [s_1(t) s_2(t) \cdots s_{M_T}(t)]^T$ 是一个 $M_T \times 1$ 向量, $\mathbf{y}(t) = [y_1(t) y_2(t) \cdots y_{M_R}(t)]^T$ 是 $M_R \times 1$ 向量。

3.3 空时信道物理散射模型

这一节中我们把在 3.2 节讲到的多天线无线信道与第 2 章讨论过的物理散射模型和散射函数联系起来。为了方便起见, 我们略去了信道的时变特性。我们会讲明如何在下面描述的“窄带阵列”假设的条件下, 把第 2 章提出的诸如角度-延迟散射函数 $\psi_{A,De}(\theta, \tau)$ 之类的统计特征用来产生 SIMO, MISO 和 MIMO 信道模型。

窄带阵列

考虑一个信号的波阵面 $z(t)$, 以角度 θ 到达由两个间距为 d 的天线组成的天线阵列上 (见图 3.1)。

我们假设到达的波阵面带宽为 B , 并表示为

$$z(t) = \beta(t) e^{j2\pi\nu_c t} \quad (3.11)$$

这里, $\beta(t)$ 是信号 (带宽为 B) 的复包络表达式, ν_c 是载波频率。在窄带假设的条件下, 我们让带宽 B 比波阵面穿过天线阵列之间的时间 T_z 的倒数小得多, 也就是说, $B \ll 1/T_z$ 。在这样的假设下, 如果在第一个天线 $y_1(t)$ 接收到的信号是 $z(t)$, 那么在第二个天线 $y_2(t)$ 接收到的信号由下式给出

$$y_2(t) = z(t - T_z) = \beta(t - T_z) e^{j2\pi\nu_c(t - T_z)} \quad (3.12)$$

这里, 我们假定有相同的基本样式。在窄带假设情况下, $\beta(t - T_z) \approx \beta(t)$, 进而有,

$$e^{j2\pi\nu_c(t - T_z)} = e^{j2\pi\nu_c t} e^{-j2\pi\sin(\theta)\frac{d}{c}T_z} \quad (3.13)$$

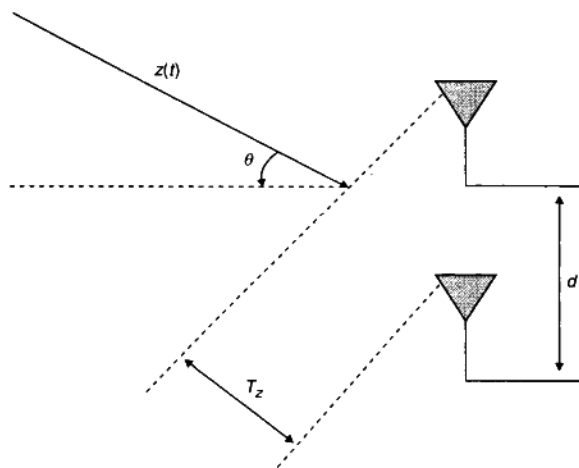


图 3.1 波阵面撞击穿过天线阵列的示意图。在窄带假设的情况下，除了一个复标量外天线的输出是相同的。

这里, λ_c 是信号波阵面的波长。因此, 第二个天线上的输出可以写成

$$y_2(t) = \beta(t) e^{j2\pi\nu_c t} e^{-j2\pi\sin(\theta)\frac{d}{\lambda_c}} = y_1(t) e^{-j2\pi\sin(\theta)\frac{d}{\lambda_c}} \quad (3.14)$$

从等式(3.14)可以很清楚地看出除了一个取决于阵列几何结构和波阵面到达角度的相位改变以外, 在两个天线接收到的信号是相同的。这个结论可以扩展到带有两个以上天线的阵列中。我们将在模拟 SIMO、MISO 和 MIMO 信道时利用这个特性。要注意, 窄带假设并不意味着信道是频率平坦的。

阵列簇

考虑由自由场环境(没有散射体因而也没有多径)中的 M 天线组成的天线阵列。一个频率为 ν_c 的平面连续波(CW)波阵面从角度 θ 到达阵列将会产生与天线阵列有关的空间特征。这个空间特征将会是阵列几何结构、天线元件模式并且是到达角度的函数。我们把这个 $M \times 1$ 的复向量 $\mathbf{a}(\theta) = [a_1(\theta) a_2(\theta) \cdots a_M(\theta)]^T$ 叫做阵列响应向量。如果我们让 $a_1(\theta) = 1$, 对 $i > 1$, $a_i(\theta)$ 代表由角度 θ 的波阵面引起在天线上导致的相位(如果基本样式不相同, 那么也包括大小)差异。所有阵列响应向量的集合 $\{\mathbf{a}(\theta); -\pi \leq \theta \leq \pi\}$ 叫做阵列簇 \mathcal{A} 。阵列簇是频率 ν_c 的函数, 并且对没有散射体的阵列来说, 是 θ 的定义明确的光滑函数。阵列簇的例子见图 3.2。

可以在自由场阵列周围的方位角中移动一个连续波源来测量 \mathcal{A} (称为阵列校准)。但是, 在表现为虚拟天线的散射体存在的情况下, 阵列簇是 θ 的快速波动函数。此外, 散射体范围或位置可以随时间变化, 从而使得阵列校准如果不是无用的话, 也是很困难的。一般说

来,阵列簇是模拟空时信道的一个有用的概念性的构想。由于很难得到 A 的精确估计,利用

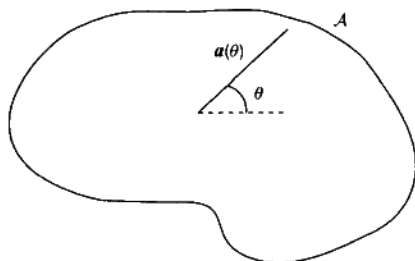


图 3.2 天线阵列的阵列簇示意图

阵列簇概念的丰富的子空间方法理论[Schmidt, 1981; Roy *et al.*, 1986; Paulraj *et al.*, 1986; Zoltowski and Stavrinides, 1989; Stoica and Nehorai, 1991]不能应用到存在大量散射的环境中。在地形平坦的基站,角度扩展可能会小到允许使用阵列簇和子空间的方法。即使在这样的情况下,由于诸如塔或建筑物屋顶之类的天线支撑建筑上的降水(雨或雪),阵列簇会发生改变。因此,要保持精确就必须经常校准,这就限制了它的用处。

3.3.1 SIMO 信道

考虑一个带有 M_R 接收天线的 SIMO 信道。我们用 $g(\tau)$ 代表发送端的脉冲成形和接收端的匹配滤波的组合效应。被发送的信号被散射且以不同的角度和延迟到达接收端。

散射体的平均功率由第 2 章定义的角度-延迟散射函数 $\phi_{A, Dc}(\theta, \tau) = \mathcal{E}\{|S(\theta, \tau)|^2\}$ 给出。我们假设有一个简单的信号散射模型。 $S(\theta, \tau_i)$ 是位于角度 θ_i ,延迟 τ_i 的散射体的复幅度。复幅度 $S(\theta, \tau_i)$ 是一个独立同分布(IID)复高斯随机变量(假定为 US)。每个散射的波阵面撞击在天线阵列上,产生由天线阵列的阵列响应向量给出的 $M_R \times 1$ 信号, $\mathbf{a}(\theta)$ 。在先前讨论的窄带假设的条件下,撞击波阵面的阵列响应可以被模拟为 $M_R \times 1$ 向量,它完全是到达角度 θ 和阵列几何结构的函数(见图 3.3)。SIMO 信道可以表示成

$$\mathbf{h}(\tau) = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\tau_{\max}} S(\theta, \tau') \mathbf{a}(\theta) g(\tau - \tau') d\tau' d\theta \quad (3.15)$$

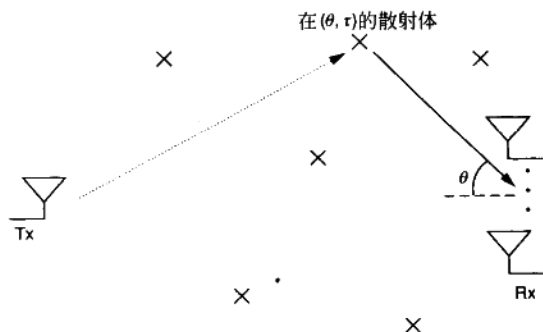


图 3.3 SIMO 信道模型。散射体布局产生路径延迟 τ 和到达角度 θ 。

其中 τ_{\max} 是物理信道的最大延迟扩展。在 [Ertel *et al.*, 1998] 中可以找到更多的信道构建。

3.3.2 MISO 信道

考虑一个如图 3.4 所示的带有 M_T 天线的 MISO 信道。要构造物理 MISO 信道, 我们引用了互易性原理, 它指从发送天线到散射体的前向信道与从散射体到相同天线的反向信道是一样的。对于天线阵列的位于角度 ϕ 和延迟 τ 的散射体有复值幅度 $S(\phi, \tau)$ 。在发送端和接收端的天线的相对位置允许我们从 $S(\theta, \tau)$ 映射到 $S(\phi, \tau)$ 。因此, $1 \times M_T$ MISO 信道模型为

$$\mathbf{h}(\tau) = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\tau_{\max}} S(\phi, \tau') \mathbf{b}(\phi)^T \mathbf{g}(\tau - \tau') d\tau' d\phi \quad (3.16)$$

其中 $\mathbf{b}(\phi)$ 是 $M_T \times 1$ 阵列响应向量, 它由发送天线阵列, 在角度 ϕ 的波阵面产生。

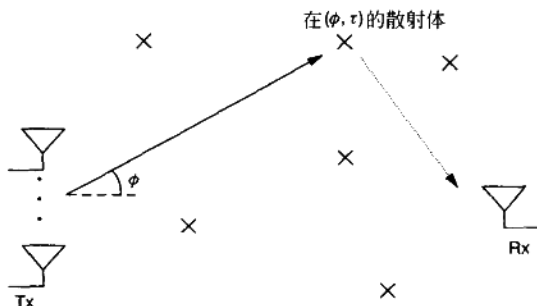


图 3.4 MISO 信道模型

3.3.3 MIMO 信道

考虑带有 M_T 发送天线和 M_R 接收天线的 MIMO 信道。物理 MIMO 信道是先前讨论过的 MISO 信道和 SIMO 信道的结合。在接收阵列看来位于角度 θ 和延迟 τ 的散射体现在在发送天线阵列看来关于位于角度 ϕ 。因此, 只要给出发送和接收天线的所有几何形状, ϕ , θ 和 τ 中的任意两个就能确定第三个。同样, 在接收端阵列观察到角度延迟散射函数 $\psi_{A, De}(\theta, \tau)$ 将定义发送端阵列观察到的散射函数。若以散射体相同作为前提, 散射就是 $S(\theta, \tau) = S(\phi, \tau)$ 。那么 $M_R \times M_T$ MIMO 信道 $\mathbf{H}(\tau)$ 就能被建模为 (ϕ 是 θ 和 τ 的函数)

$$\mathbf{H}(\tau) = \int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\tau_{\max}} S(\theta, \tau') \mathbf{a}(\theta) \mathbf{b}(\phi)^T \mathbf{g}(\tau - \tau') d\tau' d\theta \quad (3.17)$$

式(3.17)中的单散射模型有很多限制, 且不足以模拟所有观测到的信道效应。一个更通用的模型就是假设有多个散射, 也就是说, 来自发送端的能量通过一个以上的散射体到达接收端。如果我们使用一个双(或多)散射模型, 等式(3.17)中的参数 θ, ϕ, τ 就是独立的。

散射体位置,天线基本图案和几何结构,以及散射模型一起决定了 \mathbf{H} 的元素之间的相关性,发送和接收天线之间的信道。合适地选择以上成分,加上双散射模型,我们看到 \mathbf{H} 的元素是独立零均值循环对称复高斯(ZMCSCG)随机变量。如果 X 和 Y 是独立实高斯随机实变量且有零平均值和相同方差,那么高斯随机复变量 $Z = X + jY$ 就是独立零均值循环对称复高斯随机变量。

经典独立同分布(IID)信道模型

我们假设信道中的延迟扩展是可忽略的,也就是说, $\tau_{\text{RMS}} \approx 0$ 。式(3.17)可以重写成

$$\mathbf{H}(\tau) = \left(\int_{-\pi}^{\pi} \int_0^{\tau_{\text{max}}} S(\theta, \tau') \mathbf{a}(\theta) \mathbf{b}(\phi)^T d\tau' d\theta \right) \mathbf{g}(\tau) = \mathbf{H}\mathbf{g}(\tau) \quad (3.18)$$

去掉 $\mathbf{g}(\tau)$ 且在上面讨论过的假设条件下, \mathbf{H} 的元素可以建模为单位方差独立零均值循环对称复高斯随机变量。那么我们有 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, 即独立同分布(空间白色, spatially white)信道。下面是总结的 \mathbf{H}_w 的一些特性:

$$\mathcal{E}\{[\mathbf{H}_w]_{i,j}\} = 0 \quad (3.19)$$

$$\mathcal{E}\{|[\mathbf{H}_w]_{i,j}|^2\} = 1 \quad (3.20)$$

$$\mathcal{E}\{[\mathbf{H}_w]_{i,j}[\mathbf{H}_w]_{m,n}^*\} = 0 \text{ 如果 } i \neq m \text{ 或 } j \neq n \quad (3.21)$$

分别去掉列和行就可以把 MIMO 信道 \mathbf{H}_w 限定为 SIMO 信道和 MISO 信道。得到的向量信道就是 \mathbf{h}_w , 对 SIMO 为 $M_R \times 1$, 对 MISO 信道为 $1 \times M_T$ 。 \mathbf{h}_w 的统计性质遵循式(3.19)~式(3.21)。本章后面讨论的 \mathbf{H}_w 和扩展模型是一个非物理模型,因为它们没有结合物理路径结构。

频率平坦衰落对频率选择衰落

如果信道的带宽-延迟扩展的乘积 $B \times \tau_{\text{RMS}} \geq 0.1$, 通常就说这个信道是频率选择性的。否则,信道是频率平坦的。通过傅里叶变换信道 $\mathbf{H}(\tau)$ 可以在频率域中表示为

$$\tilde{\mathbf{H}}(f) = \int_0^{\infty} \mathbf{H}(\tau) e^{j2\pi f\tau} d\tau \quad (3.22)$$

我们把第2章中用的 $P(f)$ 改成了用 $\tilde{\mathbf{H}}(f)$ 符号表示。带有 f 的 $\tilde{\mathbf{H}}(f)$ 的变化性将取决于延迟扩展,因此也就取决于相干带宽 B_c 。如果 f_1 和 f_2 是两个频率,有 $|f_1 - f_2| \gg B_c$, 我们应求期望 $\mathcal{E}\{\text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}(f_1))\text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}(f_2))^H\} = \mathbf{0}_{M_T M_R}$, 即,所有的互相关性都是零。 $\tilde{\mathbf{H}}(f)$ 的空间统计性取决于散射环境以及发送端和接收端两端的阵列几何结构。如果我们有合适的散射和天线几何结构,那么 $\tilde{\mathbf{H}}(f) = \tilde{\mathbf{H}}_w(f)$ 。这就说明了任何给定频率的信道都是 \mathbf{H}_w , 且它依赖相干带宽 B_c 的频率变化。

3.4 扩展信道模型

在真实世界,由于太多的原因, \mathbf{H} 可能偏离 \mathbf{H}_w 很多。这些原因包括天线间距不够或是散射导致空间相关,视线因素的出现造成 Ricean 衰落和通过使用极化天线的信道元素之间的增益失衡。我们下面研究一些效应。为了方便起见,我们假定没有延迟扩展,去掉 τ ,把 MIMO 信道指为 \mathbf{H} 。

3.4.1 空间衰落相关性

相关信道是指 \mathbf{H} 的元素是相关的且可用下式建模

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{R}^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (3.23)$$

其中, \mathbf{H}_w 是先前讨论过的空间白色 $M_R \times M_T$ MIMO 信道并且 \mathbf{R} 是 $M_T M_R \times M_T M_R$ 协方差矩阵,定义为

$$\mathbf{R} = \mathcal{E} \{ \text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^H \} \quad (3.24)$$

\mathbf{R} 是半正定 Hermitian 矩阵。如果 $\mathbf{R} = \mathbf{I}_{M_T M_R}$,那么 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 。虽然上面描述的模型可以捕获 \mathbf{H} 元素之间的任何相关效应,一个更简单且不那么通用的模型通常就足够了,由下式给出

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_t^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_r^{1/2} \quad (3.25)$$

这里, \mathbf{R}_t 是 $M_T \times M_T$ 发送协方差矩阵, \mathbf{R}_r 是 $M_R \times M_R$ 接收协方差矩阵。 \mathbf{R}_t 和 \mathbf{R}_r 都是半正定 Hermitian 矩阵。这个模型比式(3.23)的自由度要小。式(3.25)表示当被任何发送天线激发时,接收天线相关性 \mathbf{R}_r 是与 $M_R \times 1$ 接收向量信道的协方差相等的,因而对所有的发送天线都是相同的。当从来自任一发射天线发射的信号接收阵列的散射体的角度谱是相同的时候可以产生这种模型。如果所有的发送天线都布局得很近且有同样的辐射模式,就会发生这种情况。同样的结论对发送天线相关性 \mathbf{R}_t 也适用。

从式(3.23)~式(3.25)我们看到 $\mathbf{R}, \mathbf{R}_t, \mathbf{R}_r$ 由下式联系起来

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}_t^T \otimes \mathbf{R}_r \quad (3.26)$$

同样要注意的是, \mathbf{H}_w 是一个概率为1的满秩矩阵。在接收或发送相关性存在的情况下, \mathbf{H} 的秩由 $\min(r(\mathbf{R}_t), r(\mathbf{R}_r))$ 限定,这里 $r(\mathbf{A})$ 代表 \mathbf{A} 的秩。

3.4.2 视线(LOS)成分

到现在为止,我们只考虑在描述 MIMO 信道中的 Rayleigh 衰落。当发送端和接收端之间存在视线成分时, MIMO 信道可能被近似的建模为固定成分和可变(或散射)成分之和,如下式所示[Rashid-Farrokhi *et al.*, 2000]:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{H}_w \quad (3.27)$$

这里 $\sqrt{K/(1+K)}\bar{\mathbf{H}} = \mathcal{E}\{\mathbf{H}\}$ 是信道的视线成分, $\sqrt{1/(1+K)}\mathbf{H}_w$ 是假定非相关衰落的衰落成分。假定 $\bar{\mathbf{H}}$ 的元素有单位功率。式(3.27)中的 K 是系统的 Ricean K 因子,且本质上是在视线成分中的功率与在衰落成分中的功率的比率。 $K=0$ 对应着纯 Rayleigh 衰落,而 $K=\infty$ 对应着非衰落信道。对 $M_T=M_R=2$ 的 MIMO 信道的 $\bar{\mathbf{H}}$ 的两个可选的极端原型和单极化天线分别是

$$\bar{\mathbf{H}}_1 = \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\theta_3} & 0 \\ 0 & e^{j\theta_4} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_2 = \begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\theta_3} & 0 \\ 0 & e^{j\theta_4} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

θ_i 是模拟阵列几何结构和方向的任意相位因子。图 3.5 中是可以得到 $\bar{\mathbf{H}}_1$ 信道和 $\bar{\mathbf{H}}_2$ 信道的阵列几何结构。 D 是发送端-接收端间隔(距离), d_t 和 d_r 分别是发送端和接收端的天线的间隔。 $\bar{\mathbf{H}}_1$ 总是在 $D \gg d_t, d_r$ (见图 3.5(a)) 时成立, $\bar{\mathbf{H}}_2$ 可以在 D 与 d_t 或 d_r 或这两者可比(请见

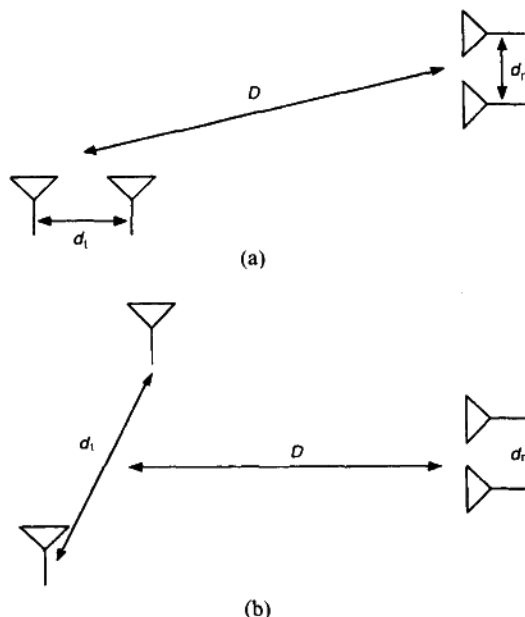


图 3.5 信道对阵列几何结构的依赖性:
(a)条件较差的信道;(b)条件较好的信道。

图 3.5(b))的时候成立。 $\bar{\mathbf{H}}_2$ 的完全正交性要求特定的天线布局和几何结构。 $\bar{\mathbf{H}}_2$ 很适合仅用于多基站运行时,也就是当发送(或接收)天线位于不同基站时。

3.4.3 交叉极化天线

到目前为止讨论过的信道模型都假设基站和终端的天线以同样的极化发送和接收。在发送端和接收端使用有不同极化的天线将导致增益(或功率)和 \mathbf{H} 的元素之间产生相关性失衡[Nabar *et al.*, 2002a]。于是, \mathbf{H} 的元素显示出更为复杂的行为。比如,考虑一个 2×2 天线系统。如图 3.6 所示,发送端和接收端使用带有 $\pm 45^\circ$ 极化的天线。

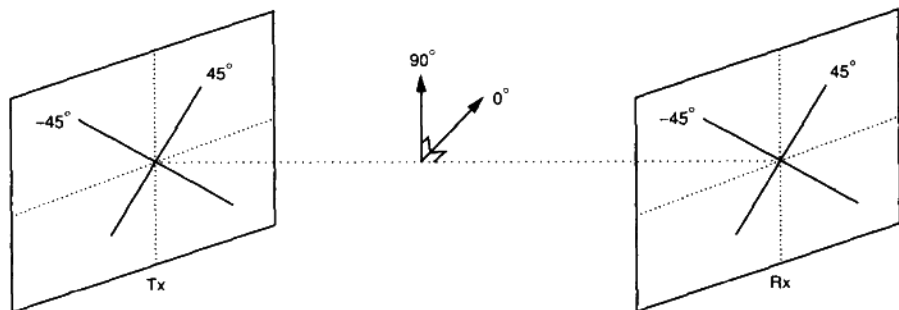


图 3.6 双极化天线系统。信号在正交极化上发射和接收。

\mathbf{H} 的对角线的元素对应着在同样极化上的发送和接收,而非对角线的元素对应着正交极化上的发送和接收。假设在单独信道元素中的功率为

$$\mathcal{E}\{|h_{1,1}|^2\} = \mathcal{E}\{|h_{2,2}|^2\} = 1 \quad (3.30)$$

$$\mathcal{E}\{|h_{1,2}|^2\} = \mathcal{E}\{|h_{2,1}|^2\} = \alpha \quad (3.31)$$

其中 $0 \leq \alpha \leq 1$, 取决于天线的交叉极化鉴别(XPD)和传播环境的交叉极化耦合(XPC) [Vaughan, 1990; Eggers *et al.*, 1993; Lempiäinen and Laiho-Steffens, 1999; Neubauer and Eggers, 1999], 通常统称为 XPD。没有 XPC, 一个好的 XPD 会导致 $\alpha \approx 0$, 而一个差的 XPD 会导致 $\alpha \approx 1$ 。假设 Rayleigh 衰落, 有交叉极化天线的信道 \mathbf{H} 可以近似地建模为

$$\mathbf{H} = \mathbf{X} \odot (\mathbf{R}_t^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_r^{1/2}) \quad (3.32)$$

其中

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\alpha} \\ \sqrt{\alpha} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

\odot 表示 Hadamard 乘积(如果 $\mathbf{A} = \mathbf{B} \odot \mathbf{C}$, 那么 $[\mathbf{A}]_{i,j} = [\mathbf{B}]_{i,j} [\mathbf{C}]_{i,j}$)。 \mathbf{R}_t 和 \mathbf{R}_r 协方差矩阵在式(3.25)中定义了, 并且分别指定了发送端和接收端的极化之间的相关系数。 α , \mathbf{R}_t 和 \mathbf{R}_r

取决于包括 XPD, XPC 和天线间距在内的诸多因素。若没有散射, 因而没有 XPC, 那么 H 就退化为 X 。

3.4.4 退化信道

考虑一个时间和频率平坦的针孔信道, 它有 M_R 接收天线和 M_T 发送天线 (见图 2.12)。因为针孔起点源的作用, MIMO 信道成为

$$\mathbf{H} = \mathbf{h}_r \mathbf{h}_t^T \quad (3.34)$$

这里, \mathbf{h}_r 是从针孔到接收阵列的 $M_R \times 1$ 向量信道, \mathbf{h}_t^T 是从发送天线阵列到针孔的 $1 \times M_T$ 向量信道。 \mathbf{H} 中的每个元素的包络都是双 Rayleigh 分布的 (式 (2.39))。进而, 因为 \mathbf{H} 是由两个向量的乘积构成的, \mathbf{H} 信道的每个实现都是非满秩的

$$r(\mathbf{H}) = 1 \quad (3.35)$$

3.5 H 的统计特性

我们将在这一节介绍 H 的某些统计特性, 特别是奇异值和 H 的 Frobenius 范数平方的统计特性。

3.5.1 H 的奇异值

秩为 r 的 $M_R \times M_T$ 信道矩阵 \mathbf{H} , 有奇异值分解法 (SVD)

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (3.36)$$

这里 \mathbf{U} 和 \mathbf{V} 分别为 $M_R \times r$ 和 $M_T \times r$ 矩阵, 且满足 $\mathbf{U}^H \mathbf{U} = \mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{I}_r$, 且 $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_r\}$, 其中 $\sigma_i \geq 0$ 且 $\sigma_i \geq \sigma_{i+1}$, 这里 σ_i 是信道的第 i 个奇异值 [Golub and Van Loan, 1989]。 \mathbf{V} 和 \mathbf{U} 的列被认为分别是输入和输出奇异向量。

$\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 是一个 $M_R \times M_R$ 半正定 Hermitian 矩阵。使 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的特征值分解为 $\mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H$, 这里 \mathbf{Q} 是一个 $M_R \times M_R$ 矩阵, 满足 $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{Q} \mathbf{Q}^H = \mathbf{I}_{M_R}$ 且 $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{M_R}\}$, 其中 $\lambda_i \geq 0$ 。我们假设特征值 λ_i 是有序的, 这样 $\lambda_i \geq \lambda_{i+1}$, 那么,

$$\lambda_i = \begin{cases} \sigma_i^2, & \text{当 } i = 1, 2, \dots, r \\ 0, & \text{当 } i = r+1, \dots, M_R \end{cases} \quad (3.37)$$

既然 \mathbf{H} 是随机的, λ_i 就也是一个随机变量。若 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, 那么 $\mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H$ 的元素就是 Wishart 分布的 [Muirhead, 1982]。对 $M_T = M_R = M$ 的 \mathbf{H}_w 信道模型的 λ_i 的联合分布, 可由下式给出 [Edelman, 1989]

$$f(x_1, x_2, \dots, x_M) = \frac{(\pi/2)^{M^2 M}}{(\tilde{\Gamma}_M(M))^2} e^{-(\sum_{i=1}^M x_i)} \prod_{i,j,i' \neq j'} (2x_i - 2x_j)^2 \prod_{i=1}^M u(x_i) \quad (3.38)$$

这里 $\tilde{\Gamma}_M(M)$ 是复多元 gamma 函数, 定义为

$$\tilde{\Gamma}_M(M) = \pi^{\frac{M^2 M}{2}} \prod_{i=1}^M (M-i+1)! \quad (3.39)$$

进而, 我们知道 $\mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H$ 最小的特征值 λ_M 是指数分布的 [Edelman, 1989]

$$f(x_M) = M e^{-x_M} u(x_M) \quad (3.40)$$

所以, 对 $M_T = M_R$ 的 \mathbf{H}_w 信道的最小奇异值平方呈指数分布, 或同样可以说最小奇异值是 Rayleigh 分布的。

3.5.2 \mathbf{H} 的 Frobenius 范数平方

\mathbf{H} 的 Frobenius 范数平方 $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 定义成

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = \text{Tr}(\mathbf{H}\mathbf{H}^H) = \sum_{i=1}^{M_R} \sum_{j=1}^{M_T} |h_{i,j}|^2 \quad (3.41)$$

$\|\mathbf{H}\|_F^2$ 可以解释为信道的总功率增益, 满足

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{i=1}^{M_R} \lambda_i \quad (3.42)$$

这里 $\lambda_i (i=1, 2, \dots, M_R)$ 是 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 的特征值。与 \mathbf{H} 的奇异值类似, $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 也是一个随机变量。 $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 的统计特性决定了分集性能。当 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 时 $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 的概率密度函数由下式给出,

$$f(x) = \frac{x^{M_T M_R - 1}}{(M_T M_R - 1)!} e^{-x} u(x) \quad (3.43)$$

$\|\mathbf{H}_w\|_F^2$ 是自由度为 $2M_T M_R$ 的 Chi-平方随机变量。可以在 [Nabar *et al.*, 2002b] 中找到 $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 在更复杂信道条件下 (Ricean 衰落, 相关等) 的分布。我们将在第 5 章中用评估分集性能的量 $\psi_{\|\mathbf{H}\|_F^2}(v)$ 表示的随机变量 $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 的矩阵生成函数。假设 $\mathbf{R} = \mathcal{E}\{\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H\}$ 的 Rayleigh 衰落, $\psi_{\|\mathbf{H}\|_F^2}(v)$ 由下式给出 [Turin, 1960]

$$\begin{aligned} \psi_{\|\mathbf{H}\|_F^2}(v) &= \mathcal{E}\{e^{-v\|\mathbf{H}\|_F^2}\} \\ &= \frac{1}{\det(\mathbf{I}_{M_T M_R} + v\mathbf{R})} \\ &= \prod_{i=1}^{M_T M_R} \frac{1}{1 + v\lambda_i(\mathbf{R})} \end{aligned} \quad (3.44)$$

这里 $\lambda_i(\mathbf{R}) (i=1, 2, \dots, M_T M_R)$ 是 \mathbf{R} 的第 i 个特征值, 且联合收敛域 (ROC) 由 $\Re\{v\} \geq \max_i -1/\lambda_i(\mathbf{R})$ 给出。

3.6 信道测量和测试

要设计有效的通信系统, 就要彻底地了解典型空时信道的特征。全球已经实施了大量的关于 MIMO 信道的测量 [Stridh *et al.*, 2000; Kermoal *et al.*, 2000; Swindlehurst *et al.*, 2001; Yu *et al.*, 2001a; Erceg *et al.*, 2002; Soma *et al.*, 2002; Kyritsi, 2002]。图 3.7 显示的是对一个在 2.5GHz 的固定无线应用在频率-时间域的已测量的 $M_T = M_R = 2$ MIMO 信道。从这个测量中提取的参数包括路径损耗, K 因子, 衰落信号相关, 延迟扩展和多普勒扩展。

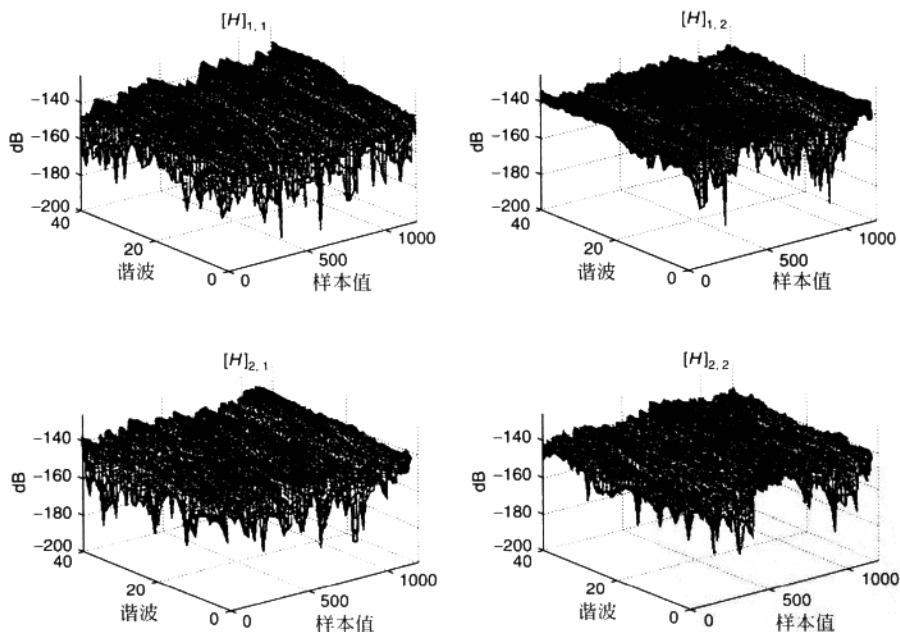


图 3.7 测量的 $M_T = M_R = 2$ MIMO 信道的时间-频率响应。 $[H]_{i,j}$ 是第 j 个发送天线和第 i 个接收天线之间的信道响应。

为便于实验室的空时无线系统测试平台的发展, 我们需要硬件信道仿真器。测试信道模型指定这些仿真器且应该包括在实际中系统可能会遇到的信道范围。测试模型通常使用一种物理信道模型的简化版本。下面介绍一种六个信道组, 叫做斯坦福大学临时 (SUI) 模

型[Baum,2001]。这种模型考虑了美国大陆的三种地形,是为固定宽带无线应用而开发的。地形包括,具有适度浓密的树林密度的山地地形(地形 A),具有稀疏树密度的平原地形(地形 C),以及归为过渡的地形 B。SUI 信道模型是专门为小区大小为 7km,基站天线高度为 30m,接收天线高度为 6m,基站天线波束带宽为 120° ,且可选接收天线波束带宽为 360° (全向)或 30° 的情况设计的。图 3.8 是 SUI 信道模型的一般结构。

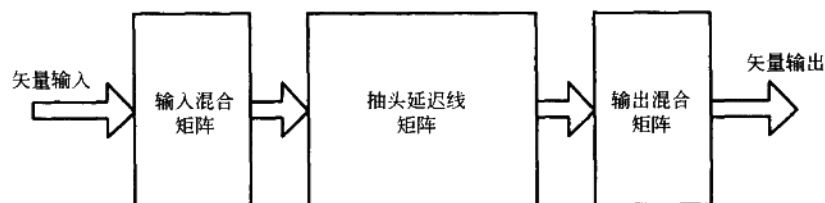


图 3.8 SUI 信道示意图

输入混合矩阵模拟使用多天线时发送信号之间的相关性(发送相关性)。多径衰落被模拟为有三个抽头和非均匀延迟的抽头延迟线。与每个抽头关联的增益由一个衰落分布(若为 Ricean,则 $K>0$;若为 Rayleigh,则 $K=0$)和多普勒频率描述。输出混合矩阵指出了输出的信号间的相关性(接收相关性)。图 3.9 显示一个双发送双接收天线 SUI 信道的产生。

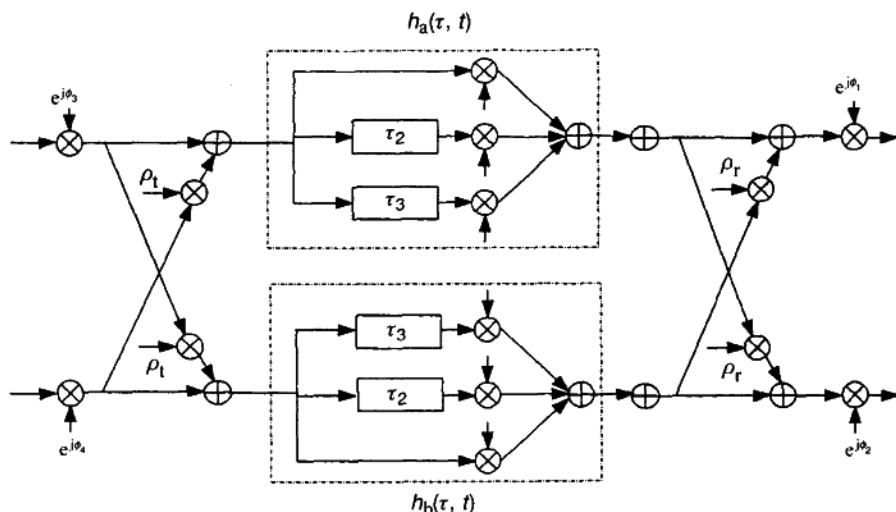


图 3.9 $M_T = M_R = 2$ 的 SUI 信道

SUI 信道 $\mathbf{H}(\tau, t)$ (略去脉冲成形/匹配滤波) 由下式给出,

$$\mathbf{H}(\tau, t) = \begin{bmatrix} e^{j\phi_1} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \rho_r \\ \rho_t & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_a(\tau, t) & 0 \\ 0 & h_b(\tau, t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \rho_t \\ \rho_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\phi_3} & 0 \\ 0 & e^{j\phi_4} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

这里

$$h_a(\tau, t) = h_a(0, t)\delta(\tau) + \sum_{i=1,2} h_a(i, t)\delta(\tau - \tau_i) \quad (3.46)$$

$$h_b(\tau, t) = h_b(0, t)\delta(\tau) + \sum_{i=1,2} h_b(i, t)\delta(\tau - \tau_i) \quad (3.47)$$

抽头延迟线的权重 $h_a(i, t)$ 和 $h_b(i, t)$ ($i=0, 1, 2$) 是独立的复合高斯随机变量, 它们具有 K 因子 (K_i), 延迟 (τ_i), 多普勒扩展 (v_i) 和功率 ($p_i = \mathcal{E}\{|h_a(i, t)|^2\} = \mathcal{E}\{|h_b(i, t)|^2\}$), 这些都是为每个 SUI 六信道模型指定的。混合权重 ρ_r 和 ρ_t 是用来调节衰落信号相关度的相关性参数。相位 ϕ_i ($i=1, 2, 3, 4$) 可以任意选择来反映阵列几何结构和 a 和 b 路径簇的到达角度或是离开角度。表 3.1 总结了 SUI-3 信道 (地形 B) 的 SUI 参数值。要更进一步地了解 SUI 信道模拟和实现的细节请参阅 [Freedman *et al.*, 2001; Baum, 2001]。分别断开一个输入或是输出就可以把 SUI 信道模型限定成 SIMO 和 MISO 的情况。

表 3.1 SUI-3 信道模型参数。模型可应用到有适度树密度的过渡地形 (山地和平原之间) 上

相关度 = 0.25	抽头 1	抽头 2	抽头 3
延迟/ μs	0	0.5	1
功率/dB	0	-5	-10
K 因子	0.6	0	0
多普勒/Hz	0.4	0.4	0.4

3.7 采样信号模型

在本节我们介绍对各种天线配置 (SISO, SIMO, MISO, MIMO) 和单载波 (SC) 调制一起的离散时间 (或采样) 信号模型。对 SISO 信道, 我们从连续时间关系中导出了 离散时间基带输入输出模型。对所有其他的天线配置, 我们直接导出离散时间模型。

3.7.1 归一化

信号、信道和噪声的恰当归一化对通信系统的绝对和相对性能都非常重要。对单载波调制, 我们假定信道带宽是 1 Hz, 符号周期是 1 s, 并假设所有的信号和噪声都被建模为 基本带通信道的复包络。希望下面与我们未归一化的地方是不证自明的。

信道

回顾起我们假设在频率平坦信道中平均信道元素(SISO 链接)是归一化的,即 $\mathcal{E}\{|h_{i,j}|^2\} = 1$ 。更进一步,假设延迟扩展信道有多抽头信道响应,且对给定信道元素的所有抽头的总平均能量是归一化的,即多路径效应不改变平均信道功率传输效率。同时,假设信道的变化(衰落)成分是独立零均值循环对称复高斯。在第 10 章和第 12 章中没有进行信道元素的单位平均能量归一化,在那里,需要说明信道 \mathbf{H} 中不同用户之间不同的路径损耗。

信号能量

假设在 SISO 和 SIMO 的情况下,平均发送信号能量是 E_s 。因为 $T_s = 1\text{s}$,所以 E_s 也是发送功率。因而,本书中指的 E_s 在单载波调制的情况下是可交换的能量或功率。对 MISO 或 MIMO 信道,假设每符号周期的平均传输能量是恒定的,因此每一天线符号能量随天线的数量减少,也就是说,每天线每符号的能量是 E_s/M_T 。假设编码之前的数据符号是独立同分布的,且来自于具有零平均值和单位平均能量的星座图。在第 4 章、第 10 章和 11 章中,没有了单位平均能量限制,那里的 E_s 被吸收到了数据符号中产生了可变平均功率。

噪声

因为传输带宽是 1Hz,带中的噪声功率与频谱功率密度 N_0 相同。所以我们把 N_0 互换地称做噪声功率或噪声频谱密度。噪声被假定为方差为 N_0 的独立零均值循环对称复高斯。

3.7.2 SISO 采样信号模型

让 $h(\tau)$ 代表连续时间基带信道响应(为简便起见去掉了 t)。前面提到 $h(\tau)$ 包括了发送端脉冲成形、接收端匹配滤波和物理信道的效应。假设要发送的一系列数据标记为 $s[l](l=0,1,2,\dots)$,接收到的信号 $y(t)$ 可以写成

$$\begin{aligned} y(t) &= h(\tau) * \left(\sum_l \sqrt{E_s} s[l] \delta(t - lT_s) \right) + n(t) \\ &= \sum_l \sqrt{E_s} s[l] h(t - lT_s) + n(t) \end{aligned} \quad (3.48)$$

这里, T_s 是单个符号的持续时间($1/T_s \approx B$, 传输带宽), $n(t)$ 是加性噪声,并且已经假设了诸如脉冲幅度调制(PAM)或正交幅度调制(QAM)之类的标量线性调制。

如果信号是在 $t = kT_s + \Delta (k=0,1,2,\dots)$ 时刻抽样的,这里 Δ 是采样延迟,那么采样信号响应是

$$y(kT_s + \Delta) = \sum_l \sqrt{E_s} s[l] h((k-l)T_s + \Delta) + n(kT_s + \Delta) \quad (3.49)$$

可以重写为

$$y[k] = \sum_l \sqrt{E_s} s[l] h[k-l] + n[k], k = 0, 1, 2, \dots \quad (3.50)$$

$h[l] (l=0, 1, 2, \dots, L-1)$ 是间隔为 T_s 的采样信道。 L 是在采样周期中测量的信道长度。 $h[l]$ 取决于 $h(\tau)$ 和采样延迟 Δ 。依次地, $h(\tau)$ 取决于基本物理信道 $p(\tau)$ 和脉冲成形/匹配滤波信道 $g(\tau)$ 。 $h[l]$ 的成分通常是相关的, 即使基本多路径散射成分不相关。

在频率选择信道中, 对发送脉冲匹配滤波后依符号速率采样将是次优接收机。对接收信号 $y(t)$ 必须进行过采样, 这样在每个符号周期 T_s 内我们得到多个采样值。典型地过采样因子为 2 就足够了。过采样提供了许多其他好处, 包括改进了的抖动公差, 减小了的噪声增强, 以及线形均衡器的分集性能。(参见 [Lee and Messerschmitt, 1993; Proakis, 1995; Cioffi, 2002])。

假设噪声样值 $n[k]$ 是时间上的零均值循环对称复高斯随机变量, 方差为 N_0 。如果我们在接收端使用非偏移正交匹配滤波器, 那么噪声的样值是非独立的。不过, 如果要使这个假设更便利, 则 $\mathcal{E}\{n[k]n[l]^*\} = N_0\delta[k-l]$ 。显然, 如果我们以因子 2 过采样是非独立的, 噪声样值依 $T_s/2$ 间隔就可以出现。

频率平坦信道

对频率平坦信道来说, $h[k]=0, k \neq 0$ (假设没有采样延迟) 并且用 h 表示 $h(0)$ 。信道的输入-输出关系简化为

$$y[k] = \sqrt{E_s} h s[k] + n[k] \quad (3.51)$$

频率选择信道

对频率选择性信道情形, 信道由 $h[l] (l=0, 1, \dots, L-1)$ 给出, 这里 L 为信道长度。在时序 k 时接收信号采样为

$$y[k] = \sqrt{E_s} [h[L-1] \dots h[1] h[0]] \begin{bmatrix} s[k-L+1] \\ \vdots \\ s[k-L] \\ s[k] \end{bmatrix} + n[k] \quad (3.52)$$

因此, T 个连续接收信号的样值为

$$[y[k] \dots y[k+T-1]] = \sqrt{E_s} [h[L-1] \dots h[0]] \mathbf{S} + [n[k] \dots n[k+T-1]] \quad (3.53)$$

这里 \mathbf{S} 是 $L \times T$ 维的 Hankel 矩阵, 由下式给出,

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s[k-L+1] & s[k-L+2] & \cdots & s[k-L+T] \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ s[k-1] & s[k] & \cdots & s[k+T-2] \\ s[k] & s[k+1] & \cdots & s[k+T-1] \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

对频率选择衰落的输入-输出关系式(3.53)也可以表示为

$$\begin{bmatrix} y[k] \\ \vdots \\ y[k+T-1] \end{bmatrix} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \begin{bmatrix} s[k-L+1] \\ \vdots \\ s[k+T-1] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n[k] \\ \vdots \\ n[k+T-1] \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

这里 \mathbf{H} 是 $T \times (T+L-1)$ 维的 Toeplitz 矩阵, 由下式给出,

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h[L-1] & \cdots & h[0] & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h[L-1] & \cdots & h[0] & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h[L-1] & \cdots & h[0] \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

注意到 \mathbf{H} 通常是一个庞大的矩阵, 独立于符号数 T 。采用过采样 2, 把 $h[i]$ 重新用 2×1 的矢量表示为

$$\bar{h}[i] = \begin{bmatrix} h[i] |_{\Delta=0} \\ h[i] |_{\Delta=T_s/2} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

式(3.56)的 \mathbf{H} 现在可以重写为 $2T \times (T+L-1)$ 的矩阵, \mathbf{H} 的高度可以依据 T 适当选择。只要 $\{h[i] |_{\Delta=0}\}$ 和 $\{h[i] |_{\Delta=T_s/2}\}$ 不同时为零 [Paulraj *et al.*, 1998], 那么从过采样中, 就可以获得有用的提高。在下文中, 不再着重强调过采样, 但是我们假设在任何恰当的地方使用了过采样。

3.7.3 SIMO 采样信号模型

考虑一个 M_R 个接收天线的 SIMO 信道。和 SISO 信道一样, 分别考虑平坦信道频率选择性衰落信道。

频率平坦信道

信号模型为 $M_R \times 1$ 的 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_{M_R}]^T$ 向量, 这里 h_i 是发送天线和第 i 个接收天线信道传输函数。信号模型为

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{E_s} \mathbf{h} s[k] + \mathbf{n}[k] \quad (3.58)$$

这里 $\mathbf{y}[k]$ 是 $M_R \times 1$ 维的接收信号向量, $s[k]$ 是发送信号, $\mathbf{n}[k]$ 是 $M_R \times 1$ 维的零均值循环对

称复高斯噪声向量,并且在空间和时间上是白的,即

$$\mathcal{E}\{n[k]n[l]^H\} = N_0 \mathbf{I}_{M_R} \delta[k-l]$$

频率选择信道

用 $M_R \times 1$ 维的向量 $\mathbf{h} = [h_1[l] \ h_2[l] \ \cdots \ h_{M_R}[l]]^T$ 来表示信道, $h_i[l]$ ($l=0, 1, 2, \dots, L-1$) 是发送天线和第 i 个接收天线的信道。 L 是所有 M_R 个 SISO 链接的最大信道长度。用 $\mathbf{y}[k] = [y_1[k] \ y_2[k] \ \cdots \ y_{M_R}[k]]^T$ 表示在第 k 时刻的 $M_R \times 1$ 维接收信号的向量。则信道的输入输出关系为

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{E_s} [\mathbf{h}[L-1] \cdots \mathbf{h}[1] \mathbf{h}[0]] \begin{bmatrix} s[k-L+1] \\ \vdots \\ s[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1[k] \\ \vdots \\ n_{M_R}[k] \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

T 个相邻的接收信号样值堆栈生成

$$[\mathbf{y}[k] \cdots \mathbf{y}[k+T-1]] = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (3.60)$$

这里 \mathbf{S} 在式(3.54)定义, \mathbf{H} 和 \mathbf{N} 分别是 $M_R \times L$ 的矩阵和 $M_R \times T$ 的矩阵,由下式给出:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1[L-1] & \cdots & h_1[1] & h_1[0] \\ h_2[L-1] & \cdots & h_2[1] & h_2[0] \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ h_{M_R}[L-1] & \cdots & h_{M_R}[1] & h_{M_R}[0] \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

$$\mathbf{N} = \begin{bmatrix} n_1[k] & n_1[k+1] & \cdots & n_1[k+T-1] \\ n_2[k] & n_2[k+1] & \cdots & n_2[k+T-1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ n_{M_R}[k] & n_{M_R}[k+1] & \cdots & n_{M_R}[k+T-1] \end{bmatrix}$$

3.7.4 MISO 采样信号模型

频率平坦信道

信道模型为 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_{M_T}]$ 的 $1 \times M_T$ 的行向量,信号模型为

$$y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{h} \mathbf{s}[k] + n[k] \quad (3.62)$$

这里 $y[k]$ 是在第 k 个时刻的接收信号, $\mathbf{s}[k] = [s_1[k] \ s_2[k] \ \cdots \ s_{M_T}[k]]^T$ 是在第 k 个时刻的 $M_T \times 1$ 维的发送数据信号向量, $n[k]$ 是方差为 N_0 零均值循环对称复高斯噪声向量。

频率选择信道

多输入单输出 (MISO) 频率选择信道可以表示为 $1 \times M_T$ 的向量 $\mathbf{h}[l] = [h_1[l] \ h_2[l] \ \cdots \ h_{M_T}[l]]$, 其中 $h_j[l] (l=0, 1, \dots, L-1)$ 是第 j 个发送天线和接收天线的信道。 L 是所有 SISO 链接的最大信道长度。在时刻 k 的接收的信号 $y[k]$ (标量) 可以写为

$$y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_{M_T}] \begin{bmatrix} s_1[k] \\ s_2[k] \\ \vdots \\ s_{M_T}[k] \end{bmatrix} + n[k] \quad (3.63)$$

其中,

$$\mathbf{h}_j = [h_j[L-1] \ \cdots \ h_j[1] \ h_j[0]], s_j[k] = \begin{bmatrix} s_j[k-L+1] \\ \vdots \\ s_j[k-1] \\ s_j[k] \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

T 个相邻接收信号的样值堆栈可以写为

$$[y[k] \ \cdots \ y[k+T-1]] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} [\mathbf{h}_1 \ \cdots \ \mathbf{h}_{M_T}] \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{M_T} \end{bmatrix} + [n[k] \ \cdots \ n[k+T-1]] \quad (3.65)$$

其中,

$$\mathbf{s}_j = \begin{bmatrix} s_j[k-L+1] & s_j[k-L+2] & \cdots & s_j[k-L+T] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_j[k-1] & s_j[k] & \cdots & s_j[k+T-2] \\ s_j[k] & s_j[k+1] & \cdots & s_j[k+T-1] \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

3.7.5 MIMO 信号模型

频率平坦信道

信道模型 \mathbf{H} 为 $M_R \times M_T$ 维的矩阵。信号模型为

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k] \quad (3.67)$$

其中 $\mathbf{y}[k]$ 是 $M_R \times 1$ 维的接收信号向量, $\mathbf{s}[k]$ 是 $M_T \times 1$ 的发送信号向量, $\mathbf{n}[k]$ 是 $M_R \times 1$ 维

且每维方差为 N 。的空时零均值循环对称复高斯白噪声向量。因为在任何瞬时的输出和先前的输入都是独立的,为了清晰,可以略去索引 k ,输入和输出的关系从而可以简化为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (3.68)$$

同样,对于先前讨论的 SISO、SIMO 以及 MISO 频率平坦信道都是成立的。

频率选择信道

我们用 $M_R \times M_T$ 的矩阵 $\mathbf{H}[l(l=0,1,2,\dots,L-1)]$ 表示信道,这里 L 是所有 $M_R M_T$ 个 SISO 链接的最大信道长度。第 i 个接收天线和第 j 个发送天线的信道由 $h_{i,j}[l](i=1,2,\dots,M_R, j=1,2,\dots,M_T)$ 给出。在时刻 $k, M_R \times 1$ 维的接收信号向量 $\mathbf{y}[k]$ 可以表示为

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1} & \cdots & h_{M_R,M_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1[k] \\ \vdots \\ s_{M_T}[k] \end{bmatrix} + \mathbf{n}[k] \quad (3.69)$$

其中,

$$\mathbf{h}_{i,j} = [h_{i,j}[L-1] \cdots h_{i,j}[0]], \mathbf{s}_j[k] = \begin{bmatrix} s_j[k-L+1] \\ \vdots \\ s_j[k] \end{bmatrix} \quad (3.70)$$

T 个相邻接收信号的样值堆栈可以写为

$$[\mathbf{y}[k] \cdots \mathbf{y}[k+T-1]] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \begin{bmatrix} h_{1,1} & \cdots & h_{1,M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_R,1} & \cdots & h_{M_R,M_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{M_T} \end{bmatrix} + \mathcal{N} \quad (3.71)$$

其中, \mathbf{S}_j 和 \mathcal{N} 在式(3.66)和式(3.61)中各自定义。

3.8 空时多用户和空时干扰信道

到目前为止,我们仅仅考虑空时信道的单用户模型(一个发送端和一个接收端),在一端或者两端配置多天线。这个模型可以扩展到空时多用户和干扰信道。我们假设频率平坦信道和单载波调制。扩展到频率选择信道是容易可行的。

3.8.1 空时(ST)多用户信道

在一个多址信道, P 个单天线用户发送信号,到达一个多天线接收基站。这就是累加的 SIMO。由于用户在地理上是分散的,用户信息的联合编码是不可能的。在基站联合解码

是可行的。信号模型为

$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^P \sqrt{E_{s,i}} \mathbf{h}_i s_i + \mathbf{n} \quad (3.72)$$

其中, $E_{s,i}$ 是第 i 个用户的能量, s_i 是第 i 个用户发送的信号, \mathbf{h}_i 是从第 i 个用户到基站端的 SIMO 信道。通常对 $E_{s,i}$ 的功率峰值进行限制。 \mathbf{h}_i 的元素归一化到各种值, 用以建模从用户到基站的路径损耗。对多天线终端用户这个模型可以推广为累加的 MIMO 信道。

在广播信道中, 多天线基站发送信号到 P 个单天线接收终端。这就是所谓累加的 MISO 模型。由于用户地理上的分布, 接收信号的联合解码是不可能的, 因而在基站端的联合编码是必要的。信号模型为

$$\mathbf{y}_i = \sum_{j=1}^P \sqrt{E_{s,j}} \mathbf{h}_{i,j} s_j + n_i \quad (3.73)$$

其中, $E_{s,j}$ 是第 j 个用户的能量, s_j 发送到第 j 个用户的向量信号, \mathbf{y}_i 和 n_i 分别是用户 i 接收信号和噪声。 $\mathbf{h}_{i,j}$ 是基站到用户 i 的信道。通常对 $E_{s,i}$ 的总功率进行限制。进而, \mathbf{h}_i 归一化不同值去建模从基站到用户的路径损耗。当用户是多天线, 这个模型可以推广到累加的 MIMO 情形(参阅第 10 章的说明性图示和更多讨论)。

3.8.2 空时干扰信道

空时干扰信道模型由本章先前讨论过的 SIMO、MISO 和 MIMO 信道组成, 且带有来自或到达共信道小区其他用户的干扰。

SIMO 干扰信道

这是指有一个多天线接收基站和一个单天线发送终端的反向链接信道。当然, 其他小区中有 N 个附加共信道用户。模型又是一个累加的 SIMO 模型。不可能对用户联合编码。复合信号到达多天线基站, 所要的信号就用空间处理进行解码。信号模型由下式给出,

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_{s,0}} \mathbf{h}_0 s_0 + \sum_{i=1}^N \sqrt{E_{s,i}} \mathbf{h}_i s_i + \mathbf{n} \quad (3.74)$$

其中, $E_{s,i}$, $\mathbf{h}_i (M_R \times 1)$ 和 s_i 分别表示第 i 个用户的能量、信道和信号。下标 0 指的是上面等式中所需要的用户。

MISO 干扰信道

这是指有一个多天线发送基站和一个单天线接收终端的前向链接。当然, 在其他小区中有 N 个共信道干扰基站。模型是一个累加的 MISO 模型。基站不采用联合编码(虽然原则上是可能实现的)。但是, 可以在每个基站用协同空间处理(波束成形)来减少对其他小区的干扰。信号模型由下式给出(0 是需要用户的下标),

$$y = \sqrt{E_{s,0}} \mathbf{h}_0 s_0 + \sum_{i=1}^N \sqrt{E_{s,i}} \mathbf{h}_i s_i + n \quad (3.75)$$

这里 $E_{s,0}$, \mathbf{h}_0 ($1 \times M_T$) 和 s_0 是所需要用户的能量、信道和信号。 $E_{s,i}$, s_i 和 \mathbf{h}_i 指的是第 i 个干扰基站。注意, \mathbf{h}_i 是从第 i 个干扰基站到用户 0 的信道。通常 $E_{s,i}$ 上有功率峰值限制 (注意这是向量信号)。进而, \mathbf{h}_i 被归一化来模拟从基站 i 到用户 0 的路径损耗。对多天线用户终端可以把模型推广到累加的 MIMO 模型。

参阅第 11 章的说明性图示和更多讨论。

3.9 空时信道估计

在本节非常简略地回顾一下接收端和发送端的空时信道估计。以考虑接收端的信道的估计开始,它在通信系统中经常被用到。

3.9.1 接收端空时信道估计

在 SISO 系统中,信道是由接收端使用发送端发出的训练信号来估计的。已经提出了许多训练技术,且特定到用于各种调制方案。接收端预先知道长度为 J 的训练信号序列为 $F[k]$ ($k=0,1,2,\dots,J-1$)。用 $\mathbf{h}=[h[L-1]\dots h[1]h[0]]$ 表示信道,接收信号为

$$[y[k]\dots y[k+T-1]] = \mathbf{h} \mathcal{F} + [n[k]\dots n[k+T-1]] \quad (3.76)$$

由式(3.53),用 \mathcal{F} 代替 \mathbf{S} (\mathcal{F} 是从 $F[k]$ ($k=0,1,2,\dots,J-1$) 构造出来的)。用一个最小平方逼近得到信道估计 $\hat{\mathbf{h}}$

$$\hat{\mathbf{h}} = [y[k]\dots y[k+T-1]] \mathcal{F}^\dagger \quad (3.77)$$

通常选用的 $F[k]$ 有很好的自相关特性。取决于接收端的信噪比和所需信道的估计精度,要选择训练信号的持续时间(或能量)。更多细节请参阅[Meyr *et al.*, 1997]。需要信道估计精度取决于使用的调制阶数,一个有用的凭经验的尺度是信道估计错误应该在加性噪声功率的 10dB 以下。如果信道有延迟扩散,就需要估计更多的信道参数,且要采用附加的训练信号能量来估计信道。进而,信道估计的频率由多普勒扩展决定,也就是说,信道改变越快,就需要越频繁地估计信道。在 SIMO 系统中训练处理也是一样的。因为每个接收天线用自己的信号来信道估计,而不需要额外的训练能量。

信道估计经常使用插值技术,这里,信道是在时间和频率中的离散点上估计的(分别在 T_c 和 B_c 以下间距),并且,在其他点的信道通过合适的方案进行插值[Lo *et al.*, 1991]。

在信道估计的盲技术中,不使用外在的训练信号,而是接收端从正常数据(信息)传送接收到的信号来估计信道。在空时信道的盲估计上已经作了大量的工作,并且使用了许多有

效方法来估计信道,包括循环平稳性,有限字母表,恒模等。通常实际系统中不流行使用盲方法。基于混合训练和盲技术的半盲方法展现出更大的希望。更多的细节已经超出了本书讨论的范围,感兴趣的读者请参阅[Tong *et al.*, 1994; Ding and Li, 1994; van der Veen *et al.*, 1995; Paulraj *et al.*, 1998; Larsson, 2001; Larsson *et al.*, 2001; Bölcskei *et al.*, 2002b]。

多发送天线的训练

上面都是在讨论训练应用。此外,由于需要估计更多的参数(与发送天线数量成比例),多发送天线需要额外的训练工作[Marzetta, 1999; Hassibi and Hochwald, 2000; Tong, 2001; Bölcskei *et al.*, 2002b]。我们尽量保证来自于多天线的训练信号在某些维度是互相正交的——比如,时间(不同的时隙)、频率(在正交频分复用(OFDM)中不同基频)或编码(不同的正交码)。虽然没有严格要求正交性,正交信号在大多数环境下能够对给定发送功率提供最佳估计准确度。在式(3.76)中表示的同样的信道估计技术也适用,只不过要适当地构造 \mathbf{h} 和 \mathcal{F} 来反映多天线训练结构,如等式(3.71)一样。典型地,训练序列应该有好的自相关和互相关特性。

现在,在训练期间(每接收天线)收集的采样数目必须是 $T \geq M_T \times L$ 。如果我们假设一个块衰落模型(也就是说,信道在一个相干周期 T_c 是恒定的,每隔一个 T_c 间隔就任意变到一个新值),每相干周期的最大符号数是 $T_c \times B$ 。所以 T 至多只能是 $T_c \times B$ 。因此,如果 $M_T \times L > T_c \times B$,即使没有噪声,在接收端也永远得不到最佳信道估计。

频率和时间选择性空时信道的信道估计已得到研究。通常接收端在足够的 Nyquist 频率和时间(采样)间隔估计信道。完整信道通过插值来决定。

3.9.2 发送端空时信道估计

在 SISO 无线链接中,为了自适应调制速率或是为了功率控制,通常要使用发送端信道知识。这只需要前向信道的大小(或增益)。在 MISO 和 MIMO 信道中,对信道(\mathbf{h} 或 \mathbf{H})的了解可以通过额外的方式有效地利用起来,以提供重要的价值,比如,波束成形或预滤波。所以,空时信道中发送端的信道了解是一个重大的动力。在 MIMO-MU(SDMA)中,信道的确知对用户的选择性处理信号是必需的。取决于应用,也需要区分信道信息的精度级别。

假设一个两路(双工)通信链接。为方便起见,假设我们关心的是在基站估计前向信道。因为信号只有在离开基站发送端后才通过信道,所以不能在基站直接实现信道估计。发送端的信道估计使用两种常用技术。第一种是当信号传送通过信道时,在终端接收机估计出前向信道后,接着在反向链接上发送回(反馈)基站。第二种是利用双工传输的互易性原理。基站首先估计反向链接信道,然后对前向链接信道使用这个估计。下面就来介绍这两种

技术。

使用反馈的发送端信道估计

这种方法中,前向链接空时信道在终端被估计(从我们所关心的信道到基站发送端),并且在反向链接上发送到基站。反馈将包括一些延迟(或滞后) δ_{lag} 。因为无线信道是时变的,所以需要

$$\delta_{\text{lag}} \ll T_c \quad (3.78)$$

其中 T_c 是相干时间。所以, δ_{lag}/T_c 决定了发送端的信道准确度。在快变信道中,需要更频繁地估计和反馈,这样其在反向链接上所产生的开销是不允许的[Gerlach,1995]。

一个减少反馈开销的方法就是,发送信道的一个慢变统计量,比如相关矩阵 \mathbf{R}_t 或 \mathbf{R}_f 。另一个选择就是只反馈诸如信道条件号码之类的部分信道信息。

利用互易性的发送端信道估计

我们先讨论 SISO 的情况。设 $h_t(t_f, f_i, i_t)$ 为从基站发送端天线到终端的前向 SISO 信道, $h_r(t_r, f_r, i_r)$ 为反向 SISO 信道(见图 3.10)。 t_f, f_i 和 i_t 用来表示在前向链接中使用的时间、频率和天线索引。同样,对反向链接定义了 t_r, f_r 和 i_r 。天线索引指定了在基站和终端使用的天线。

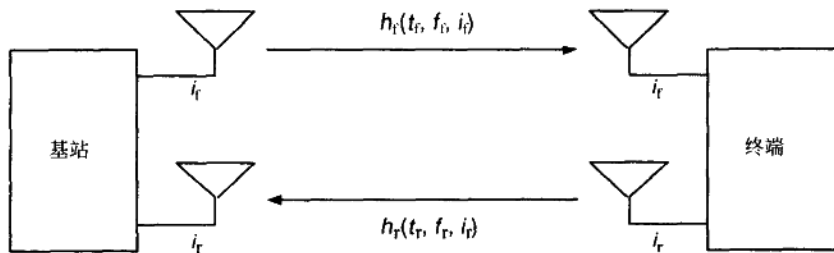


图 3.10 空时信道中的双工。如果运行的时间频率,以及前向和反向链接的天线是一样的,那么信道就是相同的。

互易性原理是说,如果信道的时间、频率和信道使用的天线是一样的话($t_f = t_r, f_i = f_r, i_t = i_r$),那么前向和反向链接中的信道就是相同的,即

$$h_r(t_r, f_r, i_r) = h_t(t_f, f_i, i_t) \quad (3.79)$$

但是,双工策略支持双向同时链接,且需要把这些链接加以隔离以防止干扰。所以需要在时间、或频率和/或空间参数中强加一些差异。反过来,从基站接收(反向)信道中估计基站发送(前向)信道,这样将会导致错误。下面就讨论一些新的方法。

在时分双工(TDD)中,前向和反向信道对双工链接使用同样的频率和天线,但使用不

同的时间段来通信(乒乓)。设 $\delta_t = t_r - t_t$ 为双工时间延迟。就有前向和反向信道可以相等, 仅当

$$\delta_t \ll T_c \quad (3.80)$$

其中 T_c 是信道的相干时间。显然, 信道估计中准确度要求越苛刻, 需要的 δ_t/T_c 就越小。

在频分双工(FDD)中, 前向和反向信道使用同样的时间和天线来通信, 但在链接上使用不同的频率。设 $\delta_f = f_t - f_r$ 为双工频率差异。就有前向和反向信道在如下条件下可以相等

$$\delta_f \ll B_c \quad (3.81)$$

其中 B_c 是信道的相干带宽。这里仍有一个 $2\pi\delta_f T_{t-r}$ 的相位差异, 其中 T_{t-r} 是总的传输时间。实际上, 由于隔离反向和前向链接的双工滤波器的物理限制, δ_f 大约是载波频率 ν_c 的 5%。这通常意味着 $\delta_f \gg B_c$, 所以, 对发送估计通常不能在频分双工中采用互易性原理。

在天线分双工(ADD)中, 前向和反向信道对双工链接使用同样的频率和时间, 但在每个链接上使用不同的天线(波束)来通信。用 δ_d 表示 i_t 和 i_r 标记的天线之间的间隔(也被称为双工位置差异), 就有前向和反向信道在如下条件下可以相等

$$\delta_d \ll D_c \quad (3.82)$$

其中 D_c 是信道的相干距离。但当 D_c 本身就有 $\lambda_c/2$ 那么小时, 这一点就不可能在物理上满足了。当可以应用天线分双工时, 仍需要一个修正来涵盖阵列天线元素和几何结构的差异。另一个不足就是天线分双工没有提供两链接之间的充分隔离, 几乎不会被直接用来作为双工设计。

许多通信系统使用双工链接中时间/频率/天线间隔的结合, 使互易性不可能实现。只有纯的时分双工才对发送端信道估计利用互易性提供了实际的机会。但是, 即使这样都还有大量真实世界复杂的情况, 包括缺少发送和接收电子器件中的互易性, 因此, 要达到可靠发送信道估计必须要非常地小心。

如果互易性真的可用, 反向 SIMO 信道将会与前向 MISO 信道相同。同样地, 反向 MIMO 信道将与前向 MIMO 相同。

利用信道不变性

以上可见, 对估计发送信道, 互易性通常是很差的方法。现在讨论如果我们关注单独的信道空间维度, 也许能利用某些不变性来改进信道估计。下面假设一个频率平坦信道。

对于时分双工, 我们看到, 当第 2 章中的针孔效应出现时, 信道会退化, 且从式(2.36)可以得出(用复合信道 \mathbf{h} 代替 \mathbf{p} 和向量的概念)

$$\mathbf{h}(t) = \hat{\mathbf{h}}(t)\mathbf{h} \quad (3.83)$$

其中 \mathbf{h} 是一个空间向量信道, 且是时不变的。在有退化信道的时分双工系统中, 即使 $\delta_t \gg T_c$, 前向和反向信道的空间成分 \mathbf{h} 也是一样的, 即

$$\mathbf{h}_t(t) = \hat{\mathbf{h}}(t_t) \mathbf{h} \quad (3.84)$$

$$\mathbf{h}_r(t) = \hat{\mathbf{h}}(t_r) \mathbf{h} \quad (3.85)$$

因此,发送信道在复标量模糊性内可以估计,该模糊性由 $\hat{\mathbf{h}}(t_t) \neq \hat{\mathbf{h}}(t_r)$ 引起。

对于频分双工,如果限定信道有一个单独的平坦(可忽略的角度传播,即没有散射体)波阵面到达基站天线阵列,那么可以扩展不变性原理到频分双工系统。由互易性原理在反向链接路径上的到达角度就是前向链接上的离开角度,即,如果 \mathbf{h}_t 和 \mathbf{h}_r 是前向和反向链接上的空间信道,那么

$$\mathbf{h}_t = \alpha_t \mathbf{a}_t(\theta) \quad (3.86)$$

$$\mathbf{h}_r = \alpha_r \mathbf{a}_r(\theta) \quad (3.87)$$

其中 θ 是到达角度/离开角度, α_t 和 α_r 是不相关的复标量, $\mathbf{a}_t(\theta) \in \mathcal{A}_t$ 是对频率为 f_t 的前向信道在阵列簇 \mathcal{A}_t 上对应于 θ 的阵列响应向量。同样地, $\mathbf{a}_r(\theta) \in \mathcal{A}_r$ 是对频率为 f_r 的反向信道在阵列簇 \mathcal{A}_r 上对应于 θ 的阵列响应向量。一旦由反向链接数据估计出了 θ ,假设 \mathcal{A}_t 和 \mathcal{A}_r 是已知的,就可以决定 $\mathbf{a}_t(\theta)$ 和 $\mathbf{a}_r(\theta)$ 。对小的紧凑阵列(间距 $\approx 2\lambda_c$),且当 $\delta_t < 0.05 v_c$ 时,可以假设 \mathcal{A}_t 和 \mathcal{A}_r 非常相似(见图 3.11)。在这种情况下 $\mathbf{a}_r(\theta) \approx \mathbf{a}_t(\theta)$,因此在一个复合标量(模糊性由 $\alpha_t \neq \alpha_r$ 引起)之内

$$\mathbf{h}_t \approx \mathbf{h}_r \quad (3.88)$$

这个技术也能扩展到多波阵面的情况。在这种情况下

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_t(t) &= \sum_i \alpha_{t,i}(t) \mathbf{a}_t(\theta_i) \\ \mathbf{h}_r(t) &= \sum_i \alpha_{r,i}(t) \mathbf{a}_r(\theta_i) \end{aligned} \quad (3.89)$$

其中 $\alpha_{t,i}(t)$ 和 $\alpha_{r,i}(t)$ 是不相关的路径增益。对任何给定路径的反向和前向阵列响应都是近似相同的。如果路径数量少于天线数量,当 $\mathbf{h}_t(t)$ 和 $\mathbf{h}_r(t)$ 在时间中演变时,有

$$\text{span}\{\mathbf{h}_t(t)\} \approx \text{span}\{\mathbf{h}_r(t)\} \quad (3.90)$$

并且可以推断前向和反向信道张成的子空间是近似相同的。换句话说,反向和前向信道响应处于近似相同的子空间中。但是,因为如果路径数超过了天线数,子空间结构就不再有效,所以利用这种不变性的潜力是有限的。

结构化的空时信道估计

可以利用信道结构或统计量的不变性来改进接收端信道估计。我们讨论一个例子。许

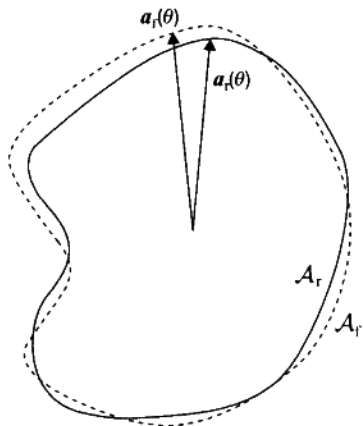


图 3.11 紧凑槽孔,在频分双工中前向和反向链接的阵列簇是紧密定位的。

多情况中的一个合理假设就是,有一个镜像多路径环境,在这个环境中,路径(比如 N_p)在离散时间延迟到达接收端,并且这些路径的到达时间对每个 M_R 接收天线是相同的。考虑式(3.61)中定义的 SIMO 信道 \mathbf{H} 。如果 $N_p \leq M_R$, 可以看到 \mathbf{H} 的行张成是 N_p 维的(即, \mathbf{H} 失去了行秩),进而,在几个相干间隔行子空间都保持不变。这个不变性可以扩展到 MISO 和 MIMO 信道中去。

类似地,假设有平坦波阵面到达(很可能在基站)且 $N_p \leq L$, 那么 \mathbf{H} 的列张成是 N_p 维的(即, \mathbf{H} 失去了列秩),进而,在几个相干间隔列子空间都保持不变。这个不变性也可以扩展到 MISO 和 MIMO 信道中去。

上述不变性可以像如下所述的那样加以利用。最近的过去行和列子空间信道估计在当前时间保持不变,且可以用强加适当子空间约束的方法来改进信道估计[Ng, 1998]。还有,这些结构可以用来推广式(3.90)中的发送-接收信道关系到延迟传播信道。

4 空时信道容量

4.1 引言

本章研究在空时无线信道中被可靠证实了的在频谱效率上的基本限制。信道可支持的最大无差错数据率叫做信道容量。1948年 Claude Shannon 在他著名的论文《通信数学理论》(A mathematical theory of communication)中第一次推出了加性高斯白噪声(AWGN)信道的信道容量[Shannon, 1948]。与标量加性高斯白噪声信道相反,空时信道展现出衰落且包括了空间维度。空时信道的容量成果只是在最近几年才被发展起来。在本章中,我们概括一下关键的概念。

我们对几种不同的情况讨论空时信道的容量:发送端已知信道和未知信道(总是假设接收端知道信道的全部信息),确定和随机衰减信道,频率平坦和频率选择性信道,以及独立同分布高斯和扩展信道。也将讨论少数重要的渐进结论。

4.2 频率平坦确定性 MIMO 信道容量

考察 MIMO 信道容量,并注意到 MISO 和 SIMO 信道是 MIMO 信道情况的子集。考虑一个带有 M_T 发送天线和 M_R 接收天线的 MIMO 信道。假设信道带宽为 1Hz,并且在这个带宽上是频率平坦的(在 4.7 节中,我们把对 MIMO 信道容量的讨论扩展到频率选择性信道)。用 \mathbf{H} 表示 $M_R \times M_T$ 传输矩阵,第 3 章中推导的 MIMO 信道的输入输出关系由下式给出

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (4.1)$$

其中 \mathbf{y} 是 $M_R \times 1$ 接收信号向量, \mathbf{s} 是 $M_T \times 1$ 发送信号向量, \mathbf{n} 是协方差矩阵为 $\mathcal{E}\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = N_0 \mathbf{I}_{M_R}$ 的零均值循环对称复高斯噪声向量, E_s 是在一个符号周期中发送端的总平均可用能量(因为符号周期为 1 秒,所以这就等于总的平均发送功率)。为了限制在一个符号周期中传输的总平均能量, \mathbf{s} (假设 \mathbf{s} 有零平均值)的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{ss} = \mathcal{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$ 必须满足^① $\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss}) = M_T$ 。

^① 和在 3.7.5 节的信号模型相比我们对 \mathbf{s} 有不同的归一化。

在下面的讨论中,假设信道 \mathbf{H} 对接收端是已知的。接收端信道信息通过训练和跟踪来保持。虽然信道 \mathbf{H} 是任意的或随机的,我们首先研究一个信道实现样值的容量,即 \mathbf{H} 是确定的。MIMO 信道的容量由下式定义[Foschini,1996; Telatar,1999a]

$$C = \max_{f(s)} I(s; \mathbf{y}) \quad (4.2)$$

其中, $f(s)$ 是向量 s 的概率分布, $I(s; \mathbf{y})$ 是向量 s 和 \mathbf{y} 之间的互信息。要注意

$$I(s; \mathbf{y}) = H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{y} | s) \quad (4.3)$$

其中, $H(\mathbf{y})$ 是向量 \mathbf{y} 的微分熵,而 $H(\mathbf{y} | s)$ 是向量 \mathbf{y} 的条件微分熵,假设知道向量 s 。因为向量 s 和 \mathbf{n} 是独立的, $H(\mathbf{y} | s) = H(\mathbf{n})$, 式(4.3)可简化为

$$I(s; \mathbf{y}) = H(\mathbf{y}) - H(\mathbf{n}) \quad (4.4)$$

最大化互信息 $I(s; \mathbf{y})$ 就转化成了最大化 $H(\mathbf{y})$ 。 \mathbf{y} 的协方差矩阵 $\mathbf{R}_y = \mathcal{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\}$ 满足

$$\mathbf{R}_y = \frac{E_s}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{R}_s \mathbf{H}^H + \mathbf{N}_o \mathbf{I}_{M_R} \quad (4.5)$$

其中, $\mathbf{R}_s = \mathcal{E}\{ss^H\}$ 是 s 的协方差矩阵。我们知道在所有给定协方差为矩阵 \mathbf{R}_y 的向量 \mathbf{y} 中, 当 \mathbf{y} 是零均值循环对称复高斯时,微分熵 $H(\mathbf{y})$ 被最大化[Neeser and Massey,1993]。反过来,这就意味着 s 必须是一个零均值循环对称复高斯向量,它的分布完全由 \mathbf{R}_s 描述。向量 \mathbf{y} 和 \mathbf{n} 的微分熵由下式给出

$$H(\mathbf{y}) = \log_2(\det(\pi e \mathbf{R}_y)) \text{ bps/Hz} \quad (4.6)$$

$$H(\mathbf{n}) = \log_2(\det(\pi e N_o \mathbf{I}_{M_R})) \text{ bps/Hz} \quad (4.7)$$

因此,式(4.4)中的 $I(s; \mathbf{y})$ 简化成[Telatar,1999a]

$$I(s; \mathbf{y}) = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_o} \mathbf{H} \mathbf{R}_s \mathbf{H}^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (4.8)$$

由式(4.2),MIMO 信道的容量由下式给出

$$C = \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_s) = M_T} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_o} \mathbf{H} \mathbf{R}_s \mathbf{H}^H \right) \text{ bps/Hz} \quad (4.9)$$

式(4.9)中的容量 C 常常被认为是无差错频谱效率,或是在 MIMO 链接上能被可靠支持的每单位带宽数据速率。因此假定带宽为 W Hz,用 MIMO 信道在这个带宽上所能达到的最大数据率就是简单的 WC bps。

4.3 发送端不知道信道

如果信道没有首选的方向且发送端完全不知道,就要选择 s 使它统计性非优先,也就是说, $\mathbf{R}_s = \mathbf{I}_{M_T}$ 。这就意味着信号是独立的且在发送天线均等功率的。发送端信道未知的 MIMO 信道容量为

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_o} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (4.10)$$

因为有信道信息的先知者可以选择一个优于 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T}$ 的好协方差矩阵, 所以这不是真正意义上的香农容量。但是, 我们称式(4.10)中的表达式为容量。假定有 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H$ (参阅第3章), MIMO 信道的容量就可以表示成

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_o} \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H \right) \quad (4.11)$$

对矩阵 $\mathbf{A} (m \times n)$ 和 $\mathbf{B} (n \times m)$ 使用恒等式 $\det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A} \mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{B} \mathbf{A})$, 且 $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}_{M_R}$, 式(4.11)简化为

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_o} \mathbf{\Lambda} \right) \quad (4.12)$$

或同样地

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{M_T N_o} \lambda_i \right) \quad (4.13)$$

其中, r 是信道的秩, $\lambda_i (i=1, 2, \dots, r)$ 是 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的正特征值。式(4.13)把 MIMO 信道的容量表示成 r 个 SISO 信道的容量之和, 其中每个信道有功率增益 $\lambda_i (i=1, 2, \dots, r)$ 和传送功率 E_s/M_T 。

因此, 无线链接中发送端和接收端对多天线的使用在发送端和接收端开启了多标量空间数据管道(又被认为是模式)。注意到在没有信道知识的情况下, 单独信道模式是不可接入的, 且每个空间数据管道分配到同样的发送能量。接下来, 当考虑在发送端信道信息已知时, 将看到怎样才能接入单独空间数据管道。

正交信道最大化容量

假定一个固定总信道功率的传输, 即 $\|\mathbf{H}\|_F^2 = \sum_{i=1}^r \lambda_i = \zeta$, 最大化容量的信道 \mathbf{H} 的本质是什么呢?

考虑一个满秩 MIMO 信道, 其中 $M_T = M_R = M$, 这样有 $r=M$ 。式(4.13)中的容量 C 在变量 $\lambda_i (i=1, \dots, M)$ 中是凹的, 最大化的服从于约束 $\sum_{i=1}^M \lambda_i = \zeta$, 当 $\lambda_i = \lambda_j = \zeta/M (i, j=1, 2, \dots, M)$ 时, 因此, 要得到最大容量, \mathbf{H} 必须是一个正交矩阵, 即 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H = \mathbf{H}^H \mathbf{H} = (\zeta/M) \mathbf{I}_M$, 所得的容量是

$$C = M \log_2 \left(1 + \frac{\zeta E_s}{N_o M^2} \right) \quad (4.14)$$

进而, 如果 \mathbf{H} 的元素满足 $\|\mathbf{H}_{i,j}\|^2 = 1$, 那么 $\|\mathbf{H}\|_F^2 = M^2$, 且有

$$C = M \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_e} \right) \quad (4.15)$$

所以一个正交 MIMO 信道的容量就是标量信道容量的 M 倍。

4.4 发送端知道信道

到目前为止我们已经学习了当接收端完全知道信道而发送端不知道时的 MIMO 信道容量。正如我们所看到的一样,在这种情况下,发送天线阵列中功率的平均分配是合理的。现在我们要问的是如果发送端也知道信道,那么我们是否能增加信道容量呢?

通过来自接收端的反馈或是由双工系统中的互易性原理可以保持发送端的确知信道。请参阅 3.9 节的讨论。

从式(4.13)可以总结出发送端不知道信道时, $M_R \times M_T$ MIMO 信道的容量等价于 r 个平行空间子信道的容量,其中每个子信道平均分配有相等功率。当发送端和接收端都知道信道时,可以通过发送端和接收端的线性处理单信道模式接入(更多细节参阅 [Foschini, 1996; Telatar, 1999a; Lozano and Papadimas, 2002])。

考虑一个 $r \times 1$ 维的零均值循环对称复高斯信号向量 \tilde{s} , 其中 r 是发送信道的秩。向量在传送之前被乘以矩阵 V (见图 4.1) (回顾第 3 章的 $H = U \Sigma V^H$)。在接收端,接收到的信号向量 y 被乘以 U^H 。这个系统的有效输入输出关系由下式给出

$$\begin{aligned} \tilde{y} &= \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} U^H H V \tilde{s} + U^H n \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \Sigma \tilde{s} + \tilde{n} \end{aligned} \quad (4.16)$$

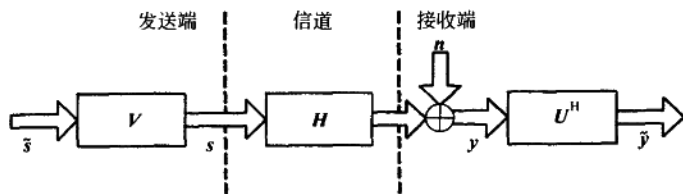
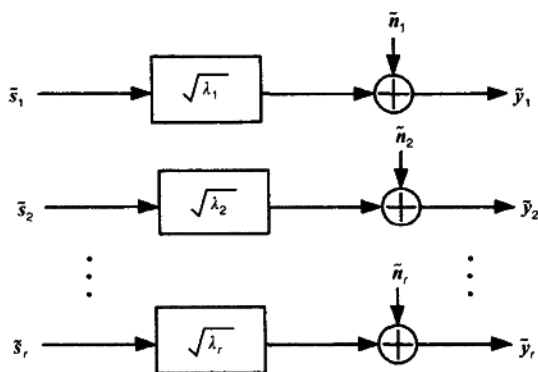


图 4.1 发送端和接收端已知信道时的 H 模态分解示意图

其中 \tilde{y} 是 $r \times 1$ 维的变换的接收信号向量, \tilde{n} 是协方差矩阵为 $\mathcal{E}\{\tilde{n}\tilde{n}^H\} = N_e \mathbf{I}_r$ 的零均值循环对称复高斯 $r \times 1$ 变换噪声向量。向量 \tilde{s} 必须满足 $\mathcal{E}\{\tilde{s}\tilde{s}^H\} = M_T$ 以限制总的发送能量。从式(4.16)可以看出发送端知道信道时, H 可以明确的分解成满足下式的 r 个平行 SISO 信道(见图 4.2)。

图 4.2 发送端和接收端已知信道时的 H 模态分解示意图

$$\tilde{y}_i = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sqrt{\lambda_i} \tilde{s}_i + \tilde{n}_i, \quad i = 1, 2, \dots, r \quad (4.17)$$

MIMO 信道的容量是单个平行 SISO 信道容量之和, 由下式给出

$$C = \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{M_T N_o} \lambda_i \right) \quad (4.18)$$

其中 $\gamma_i = \mathcal{E}\{|s_i|^2\}$ ($i=1, 2, \dots, r$) 反映了第 i 个子信道中的发送能量, 且满足 $\sum_{i=1}^r \gamma_i = M_T$ 。

因为发送端可以接入空间子信道, 它就可以在子信道中分配可变的能量来最大化互信息。现在互信息最大化问题就变成了

$$C = \max_{\sum_{i=1}^r \gamma_i = M_T} \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{M_T N_o} \lambda_i \right) \quad (4.19)$$

最大化的目标在变量 γ_i ($i=1, \dots, r$) 中是凹的, 且可用拉格朗日法使其最大化。最佳能量分配政策 γ_i^{opt} 满足

$$\gamma_i^{\text{opt}} = \left(\mu - \frac{M_T N_o}{E_s \lambda_i} \right)_+, \quad i = 1, \dots, r \quad (4.20)$$

$$\sum_{i=1}^r \gamma_i^{\text{opt}} = M_T \quad (4.21)$$

其中 μ 是一个常量, $(x)_+$ 是指

$$(x)_+ = \begin{cases} x & \text{如果 } x \geq 0 \\ 0 & \text{如果 } x < 0 \end{cases} \quad (4.22)$$

最佳能量分配在“注水算法”[Cover and Thomas, 1991; Chuah *et al.*, 1998, 2002; Telatar, 1999a]中反复出现, 下面简单介绍一下。

注水算法

把迭代计数 p 置为 1, 先计算式(4.21)中的常量 μ :

$$\mu = \frac{M_T}{(r-p+1)} \left[1 + \frac{N_0}{E_s} \sum_{i=1}^{r-p+1} \frac{1}{\lambda_i} \right] \quad (4.23)$$

用上面找到的 μ 值, 借助下式算出分配到第 i 个子信道上的功率

$$\gamma_i = \left(\mu - \frac{M_T N_0}{E_s \lambda_i} \right), \quad i = 1, 2, \dots, r-p+1 \quad (4.24)$$

如果分配到最小增益的信道上的能量是负值, 也就是说 $\gamma_{r-p+1} < 0$, 我们就设 $\gamma_{r-p+1}^{\text{opt}} = 0$, 放弃这个信道, 然后把迭代计数 p 增 1, 重新运行该算法。当分配到每个空间子信道上的功率是非负时, 可得到最佳注水功率分配策略。图 4.3 用图示总结了注水算法的结果。

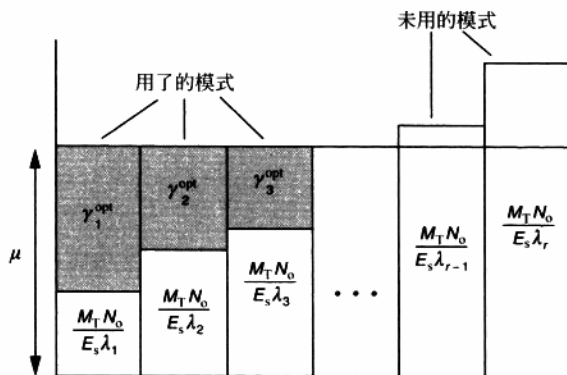


图 4.3 注水算法示意图。 γ_i^{opt} 是分配到第 i 个空间子信道的最佳能量，且有 $\gamma_i^{\text{opt}} = (\mu - M_T N_0 / E_s \lambda_i)_+$ 。

当发送端知道信道时的 MIMO 信道容量必定是大于(或等于)当发送端不知道信道时的容量。当发送端和接收端都不知道信道时的信道容量是目前正在研究的领域[Marzetta and Hochwald, 1999; Zheng and Tse, 2002; Hassibi and Marzetta, 2002], 本书就不再讨论了。

最佳 \mathbf{R}_{ss}

一旦空间子信道中的最佳功率分配决定下来, 我们就可以决定在式(4.9)中所寻找的最佳 \mathbf{R}_{ss} 。注意由图 4.1 有

$$\mathbf{s} = \mathbf{V} \hat{\mathbf{s}} \quad (4.25)$$

最佳协方差矩阵 $\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}}$ 由下式给出

$$\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}} = \mathbf{V} \mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}} \mathbf{V}^H \quad (4.26)$$

其中 $\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}}$ 是一个 $r \times r$ 的对角矩阵(因为 \tilde{s} 的元素是独立的),由下式给出

$$\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}} = \text{diag}\{\gamma_1^{\text{opt}}, \gamma_2^{\text{opt}}, \dots, \gamma_r^{\text{opt}}\} \quad (4.27)$$

见图 4.2,当我们在每个模式中根据 $\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}}$ 分配功率时就可以最大化容量。

4.4.1 SIMO 和 MISO 信道的容量

SIMO 信道和 MISO 信道的容量是 MIMO 信道容量的特殊情况,并且可以根据发送端是否知道信道,使用式(4.13)或式(4.19)来计算。

SIMO 信道容量

考虑有 M_R 接收天线的 SIMO 信道 ($M_T=1$)。对这种信道, $r=1$ 且 $\lambda_1 = \|\mathbf{h}\|_F^2$ 。因此当发送端不知道信道时, SIMO 信道的容量 C_{SIMO} 由下式给出

$$C_{\text{SIMO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_o} \|\mathbf{h}\|_F^2 \right) \quad (4.28)$$

SIMO 信道只由一个空间数据管道组成。如果假设 \mathbf{h} 满足 $|h_i|^2 = 1$ ($i=1, 2, \dots, M_R$), 那么 $\|\mathbf{h}\|_F^2 = M_R$, 且 $C_{\text{SIMO}} = \log_2(1 + (E_s/N_o)M_R)$ 。因此,在 SIMO 信道中,增加接收天线只引起容量中的对数增长。此外,我们注意到,对 SIMO 信道,发送端知道信道并不能带来容量收益。

MISO 信道容量

考虑一个有 M_T 发送天线的 MISO 信道 ($M_R=1$)。用 \mathbf{h} 代表 $1 \times M_T$ 信道向量,注意到 $r=1$ 且 $\lambda_1 = \|\mathbf{h}\|_F^2$ 。发送端不知道信道的 MISO 信道容量 C_{MISO} 由下式给出

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{M_T N_o} \|\mathbf{h}\|_F^2 \right) \quad (4.29)$$

如果 $|h_i|^2 = 1$ ($i=1, 2, \dots, M_T$), 那么 $C = \log_2(1 + E_s/N_o)$, 且在 SISO 信道上容量没有改进。像第 4.4 节一样,因为发送端不知道信道,假设 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T}$ 。但是正如我们将会下面的部分看到的一样,在衰落环境 ($\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$) 中的 MISO 信道容量将会大于 SISO 信道的容量。比较式(4.28)和式(4.29),可以很清楚地看到,对同样的 $\|\mathbf{h}\|_F^2$, 当发送端不知道信道时,有 $C_{\text{MISO}} < C_{\text{SIMO}}$ 。这是因为发送端不知道信道时, MISO 信道中的发送端就不能利用发送阵列增益。当发送端知道信道时,所有的功率可被定向到单空间模式。由式(4.29)可得,当发送端知道信道时, MISO 信道的容量由下式给出

$$C_{\text{MISO}} = \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N_o} \|\mathbf{h}\|_F^2 \right) \quad (4.30)$$

所以对同样的 $\|h\|_F^2$, 当发送端知道信道时, MISO 信道的容量就等于 SIMO 的容量。就像在 SIMO 信道中一样, MISO 信道只是随天线数目的增长容量呈对数增长。

4.5 随机 MIMO 信道容量

到目前为止, 我们把对 MIMO 信道容量的讨论局限在一个示例的确定信道实现中。本节中考虑随机 MIMO 信道的容量。现在假设 H 的元素 $h_{i,j}$ ($i=1, \dots, M_R, j=1, \dots, M_T$) 是归一化了的, 这样 $\mathcal{E}\{|h_{i,j}|^2\}=1$ 。每个衰落信道的实现有个最大信息率与之相联系, 如同式(4.13)和式(4.19)一样, 取决于信道对发送端未知还是已知。

如下面将证明的式(4.13)和式(4.19)中, 自此以后将被认做 ρ 的项的值 E_s/N_0 , 可以被解释为是每个接收天线的平均信噪比。在第 i 个接收天线接收到的信号 y_i 由下式给出

$$y_i = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} h_i s + n_i \quad (4.31)$$

其中, h_i 是一个 $1 \times M_T$ 维的向量, 代表了 H 的第 i 行, n_i 是 n 的第 i 个元素。因为 $\mathcal{E}\{|h_{i,j}|^2\}=1$ 且 $\text{Tr}(R_{ss})=M_T$, 就有 $\mathcal{E}\{|y_i|^2\}=E_s+N_0$, 因而在第 i 个接收天线接收到的平均信噪比(SNR)就是 $\rho=E_s/N_0$ 。于是有式(4.9)中的 $E_s/M_T N_0$ 可以解释成在任何接收天线由一个单独发送天线引起的平均信噪比(假设有相等功率分配)。显然, 如果 $M_T=M_R=1$, 那么 ρ 是接收端的平均信噪比。

4.5.1 大 M 时 H_w 信道的容量

考虑一个 MIMO 信道, 其中 $M_T=M_R=M$ 且 $H=H_w$, 利用大数定律, [Papoulis, 1984; Leon-Garcia, 1994], 可以看到

$$\frac{1}{M} H_w H_w^H \rightarrow I_M \quad \text{当} \quad M \rightarrow \infty \quad (4.32)$$

因此, 当发送端不知道信道时的容量接近

$$C \rightarrow M \log_2(1+\rho) \quad (4.33)$$

所以, 渐进地(在 M 中), 空间白色 MIMO 信道的容量就成了确定性的, 并且对于一个固定的信噪比, 它是随 M 线性增长的。同样地, 对一个 MIMO 信道, 在信噪比中每增长 3dB, 就得到容量中 Mbps/Hz 的增长(与 SISO 信道的 1bps/Hz 比较)。

4.5.2 信息速率的统计特性

因为信道 H 是随机的, 与 MIMO 信道有关的信息速率是一个随机变量。图 4.4 中是一个信息速率的累积分布函数(CDF), 这是一个 $M_T=M_R=2$ 的平坦衰落 MIMO 信道的信

息速率,它是当发送端不知道信道且采样信道由 \mathbf{H}_w 得到时(所以有 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_2$),对 $\rho = 10\text{dB}$ 用 Monte Carlo 方法得到的。分析衰落信道的两个常用统计量是遍历性容量和断线容量 [Biglieri *et al.*, 1998; Telatar, 1999a]。下面将讨论这些量的物理意义。

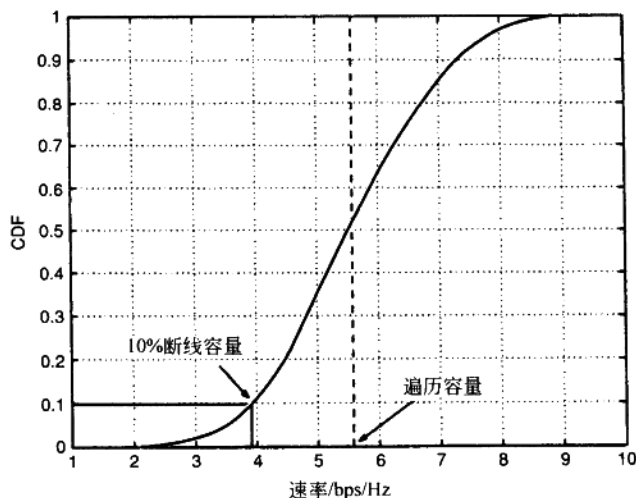


图 4.4 $M_T = M_R = 2$ 的 \mathbf{H}_w MIMO 信道信息速率的累积分布函数,且其信噪比为 10dB。

遍历性容量

一个 MIMO 信道的遍历性容量 \bar{C} 是在信道矩阵 \mathbf{H} 元素的分布上的信息速率总体均值。如果对于每一个信道的使用,信道都是来自于一个独立实现(遍历性信道),这时遍历性容量就有实际意义了。遍历性容量的意义在于,在遍历性信道中,可以假设使用渐进最佳码本,以误码为零的速率发信号,这个速率是遍历性容量定义的。在这个意义上,遍历性容量就是信道的 Shannon 容量。当发送端不知道信道时,遍历性容量 \bar{C} 由下式给出

$$\bar{C} = \mathcal{E} \left\{ \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_i \right) \right\} \quad (4.34)$$

图 4.4 中描述的信道遍历性容量是 5.7bps/Hz。注意遍历性容量是平均信息速率,并不一定等于信息速率中值(50%)。图 4.4 中的信息速率中值约为 5.5bps/Hz。图 4.5 是对几个 MIMO 配置作为 ρ 的函数的遍历性容量。正如预料中的,遍历性容量随着 ρ ,同时也随 M_T 和 M_R 的增长而增长。注意到当发送端不知道信道时, SIMO ($M \times 1$) 信道的遍历性容量要高于 MISO ($1 \times M$) 的。式 (4.28) 和式 (4.29) 分别对应确定性 SIMO 容量和确定性 MISO

信道容量,其说明了 SIMO 信道优于 MISO 信道。

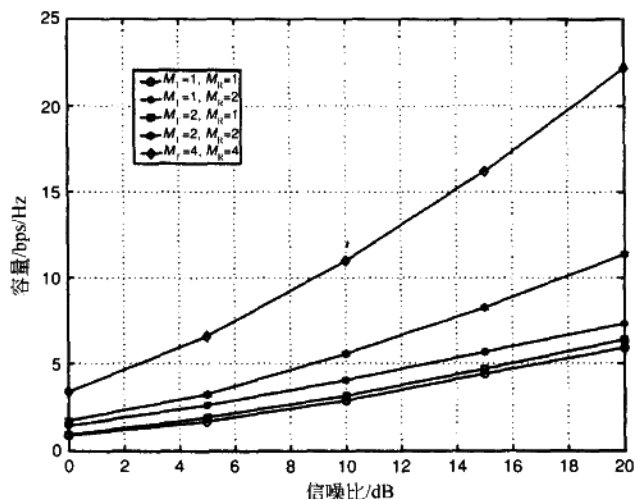


图 4.5 不同天线配置的遍历性容量。注意 SIMO 信道的遍历性容量要高于 MISO 的。

当发送端知道信道时,遍历性容量是当为每个 \mathbf{H} 的实现而进行注水优化时所达到的总体平均容量,由下式给出

$$\bar{C} = \mathcal{E} \left\{ \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \gamma_i^{\text{opt}} \lambda_i \right) \right\} \quad (4.35)$$

图 4.6 比较了一个 $M_R = M_T = 4$ 且 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 的 MIMO 信道,在发送端知道和不知道信道的情况下的遍历性容量。正如期望的,当发送端知道信道时的遍历性容量总是高于信道未知时的遍历性容量。这一优势在更高的信噪比条件下会有所减弱,且对 $M_T = M_R = M$ 的 \mathbf{H}_w MIMO 信道也适用。这可以由下面的讨论解释。在高信噪比条件下,由式(4.29)可得, MIMO 信道的容量约为

$$C \approx \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss})=M} \log_2 \det(\mathbf{R}_{ss}) + \log_2 \det \left(\frac{\rho}{M} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \right) \quad (4.36)$$

在知道信道的条件下, $\det(\mathbf{R}_{ss})$ 被最大化,遵从于约束: 当 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_M$ 时有 $\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss}) = M$, 这也是发送端不知道信道时的最佳协方差矩阵。因此,对 $M_T = M_R = M$ 的 \mathbf{H}_w MIMO 信道,注水方法将在高信噪比条件下接近功率的均一分配。当 M 更高时,在信道已知和未知两种情况之间的容量差距将会增大,但有足够高的信噪比时就下降。

如果使用多元统计,就有可能推导出 \mathbf{H}_w MIMO 信道遍历性容量的更低下限。在此略

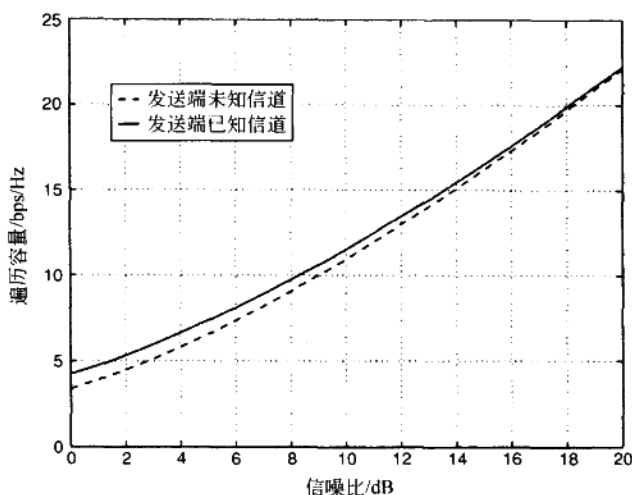


图 4.6 发送端知道和未知的情况下 $M_T = M_R = 4$ MIMO 信道的遍历容量。
遍历性容量的差别随信噪比的增加而减少。

去这个下限的证明,感兴趣的读者请参阅[Oyman *et al.*, 2002b],其中有更多细节。MIMO 信道遍历性容量的下限由下式给出

$$\bar{C} \geq M \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \exp \left(\frac{1}{M} \sum_{j=1}^M \sum_{p=1}^{N-j} \frac{1}{p} - \gamma \right) \right) \quad (4.37)$$

其中 $\gamma \approx 0.57721566$ 是 Euler 常量, $M = \min(M_T, M_R)$ 且 $N = \max(M_T, M_R)$ 。所以在高信噪比条件下,信噪比每增加 3dB,遍历性容量就增加 Mbps/Hz。图 4.7 比较了 $M_T = M_R = 2$ 时的 MIMO 信道遍历性容量与式(4.37)中的下限,并且表明了它们在低信噪比时下限很紧密,且在高信噪比时更加紧密。这些观测结果对更高天线配置仍适用。MIMO 信道遍历性容量的另一种解析表达式可在 [Telatar, 1999b; Gauthier *et al.*, 2000; Grant, 2002; Scaglione, 2002; Martin and Ottersten, 2002] 中找到。

断线容量

断线分析量化了保证一定可靠性的性能(这里是容量)水平。我们把断线容量 $C_{\text{out},q}$ 定义为保证有信道实现的 $(100-q)\%$ 的信息速率,也就是说, $P(C \leq C_{\text{out},q}) = q\%$ [Ozarow *et al.*, 1994; Biglieri *et al.*, 1998]。 $M_T = M_R = 2$ 的 H_w MIMO 信道的 10% 的断线容量在图 4.4 中给出。图 4.8 是当发送端不知道信道时,对几个 MIMO 配置的 10% 断线容量。如遍历性容量的情况一样,我们看到断线容量随信噪比增长而增长,并且对更大的天线配置时更高。

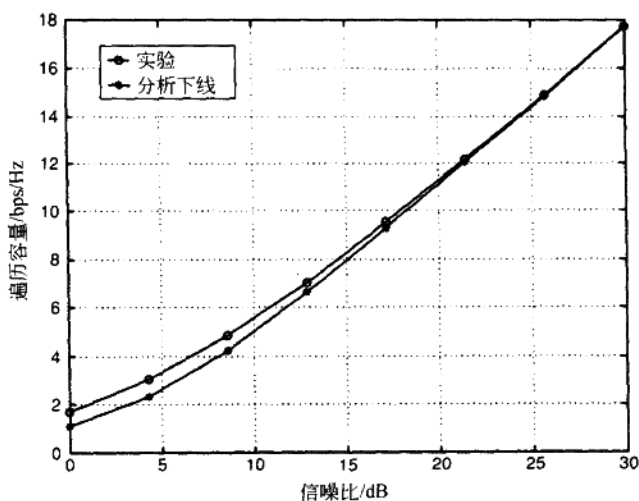


图 4.7 $M_T = M_R = 2$ 的 H_w MIMO 信道遍历性容量与下限的比较。

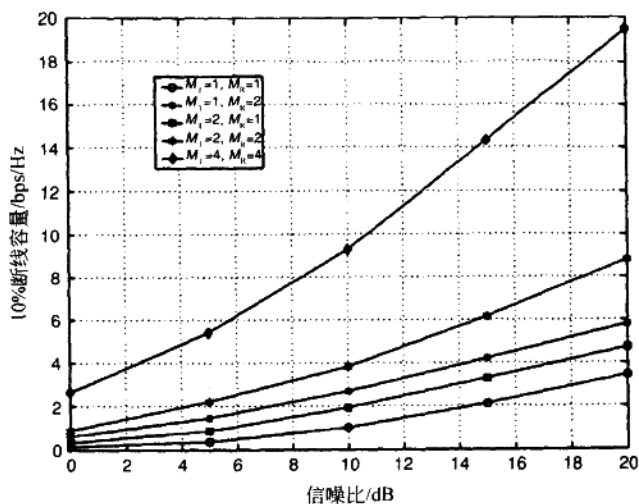


图 4.8 对不同天线配置的 10%断线容量。断线容量随更大的天线配置而提高。

后者的影响是由第 4.5.1 节中的观察得到的, 对于一个 H_w 信道, 当天线数量增加时, 容量表现出更少的变化。所以, 10%断线容量接近中值信息速率。但是对更少数量的天线 M , 10%断线容量就比中值信息速率小得多。当发送端不知道信道且 H 是随机的但又对

每次信道的使用保持恒定时,断线容量就是一个很有用的特征。在这种情况下对任何速率都有一个给定的实现不支持该非零概率,导致数据包错误并且导致速率和断线概率之间的一个有趣的折衷。在第 11 章中将更详细地研究这方面的问题,到时讨论 MIMO 信道的性能限制。

当发送端知道信道时也可以定义断线容量。图 4.9 比较了发送端知道和不知道信道情况下 $M_T = M_R = 2$, H_w MIMO 信道的 10% 断线容量,并且显示了发送端知道信道可以改进断线容量。可以预料,在更低断线速率或是更高天线配置的情况下,差距会增大。

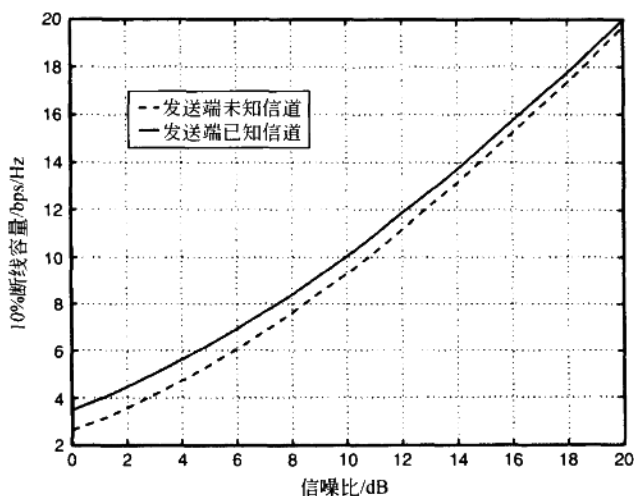


图 4.9 发送端知道和不知道信道情况下 $M_T = M_R = 2$ MIMO 信道的 10% 断线容量。

4.6

Ricean 衰落、衰落相关、交叉极化鉴别和退化对 MIMO 容量的影响

H_w 信道导致了一个在接收端和发送端布有足够天线间距的充分散射环境。但是在实际中,因为很多原因 H_w 假设可能不能成立,比如:天线之间没有足够的散射或间距从而引起衰落的相关,对极化天线的使用导致 H 的元素之间增益失衡,或者视线(LOS)成分的出现引起 Ricean 衰落。这些效应都已经在第 3 章中模拟过了。现在用示例来研究它们在 MIMO 信道容量上的影响。下面假设接收端完全知道信道而发送端不知道信道。

4.6.1 空时衰落相关的影响

正如在第3章中看到的一样,对 Rayleigh 平坦衰落信道空时衰落相关的影响可以通过把 MIMO 信道 \mathbf{H} 模拟为

$$\mathbf{H} = \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (4.38)$$

来得到。其中矩阵 \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t 是正定 Hermitian 矩阵,它们分别指定了接收和发送相关性。此外, \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t 是归一化了的,这样有 $[\mathbf{R}_r]_{i,i} = 1 (i=1,2,\dots,M_R)$ 和 $[\mathbf{R}_t]_{j,j} = 1 (j=1,2,\dots,M_T)$,使 $\mathcal{E}\{|h_{i,j}|^2\} = 1$ 。当发送端不知道信道时,在有空时衰落相关的情况下 MIMO 信道的容量遵从简单置换:

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{R}_r^{1/2} \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t \mathbf{H}_w^H \mathbf{R}_r^{H/2} \right) \quad (4.39)$$

假设 $M_R = M_T = M$,接收和发送相关矩阵 \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t 是满秩的。在高信噪比时,MIMO 信道的容量可写成

$$C \approx \log_2 \det \left(\frac{\rho}{M} \mathbf{H}_w \mathbf{H}_w^H \right) + \log_2 \det(\mathbf{R}_r) + \log_2 \det(\mathbf{R}_t) \quad (4.40)$$

从式(4.40)可以清楚地看到 \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t 对 MIMO 信道的容量有相同影响。现在我们检验容量最大化的 \mathbf{R}_r (\mathbf{R}_t 是一样的)的条件。 \mathbf{R}_r 的特征值 $\lambda_i(\mathbf{R}_r) (i=1,2,\dots,M)$ 服从这样 $\sum_{i=1}^M \lambda_i(\mathbf{R}_r) = M$ 的约束。算术平均值和几何平均值不等式说明 [Courant and Robbins, 1996]

$$\prod_{i=1}^M \lambda_i(\mathbf{R}_r) \leq 1 \quad (4.41)$$

但是 $\det(\mathbf{R}_r) = \prod_{i=1}^M \lambda_i(\mathbf{R}_r)$ 。这就意味着 $\log_2 \det(\mathbf{R}_r) \leq 0$,并且只有当 \mathbf{R}_r 的所有特征值都相等时,即 $\mathbf{R}_r = \mathbf{I}_M$,为零。因此,我们可以得出结论,衰落信号相关性对 MIMO 容量是有害的。在高信噪比时,遍历性或断线容量的损失由 $(\log_2 \det(\mathbf{R}_r) + \log_2 \det(\mathbf{R}_t))$ bps/Hz 给出。

图 4.10 是 $M_T = M_R = 2$ 且由可变接收相关的 MIMO 信道的遍历性容量。我们假设 $\mathbf{R}_t = \mathbf{I}_2$ 。接收相关矩阵根据下式选择

$$\mathbf{R}_r = \begin{bmatrix} 1 & \rho_r \\ \rho_r^* & 1 \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

正如用 $\log_2 \det(\mathbf{R}_r)$ 预计的一样,对相关信道 ($\rho_r = 0.95$) 在高信噪比时,我们观测到相对于 \mathbf{H}_w 信道 ($\rho_r = 0$) 有 3.3 bps/Hz 的损失。更进一步的细节和结论可以在 [Chuah et al., 2002] 中找到。要注意的是,在极端相关情况下,当 \mathbf{R}_r 和 \mathbf{R}_t 中的一个或两个秩变为 1,信道 \mathbf{H} 秩

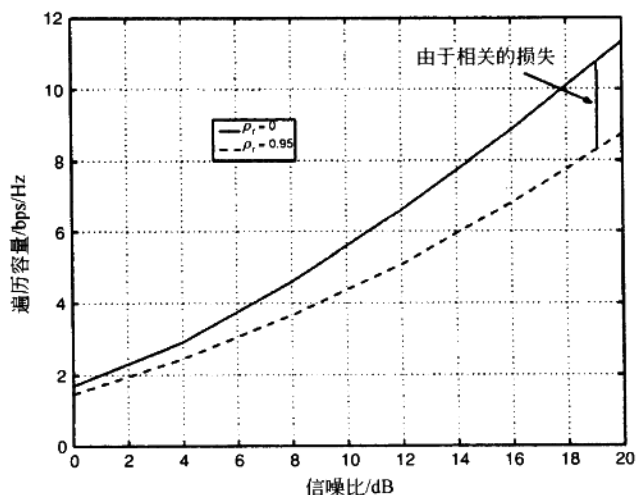


图 4.10 低接收相关和高接收相关的遍历性容量。当 $\rho_r = 0.95$ 时遍历性容量的损失大约为 3.3 bps/Hz。

也会变为 1。现在信道有了一个单独的空时模式(标量)信道,比起在 \mathbf{H}_w 信道,容量在 $\min(M_T, M_R)$ 中线性增长,其在 $M_T M_R$ 中是呈对数增长的。

4.6.2 视线成分的影响

由第 3 章我们知道在 Ricean 衰落存在的时候 MIMO 信道可以模拟成一个固定(视线)矩阵和一个衰落矩阵之和,如下式:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{H}_w \quad (4.43)$$

这里 $\sqrt{K/(1+K)} \bar{\mathbf{H}} = \mathcal{E}\{\mathbf{H}\}$ 是信道的固定成分, $\sqrt{1/(1+K)} \mathbf{H}_w$ 是信道的衰落成分。 K 是信道的 Ricean 因子,是信道固定成分的总功率与衰落成分功率之比。正如第 3 章中所解释的,当存在纯 Rayleigh 衰落时 $K=0$,当 $K \rightarrow \infty$ 时信道接近一个非衰落链接。显然,对较低的 K 值, \mathbf{H}_w 主宰信道行为,而当 Ricean 衰落程度增长时, $\bar{\mathbf{H}}$ 主宰系统行为。

要研究 K 因子对 MIMO 信道容量的影响,使用不同固定成分来检验两个信道,分别是 $\bar{\mathbf{H}}_1$ 和 $\bar{\mathbf{H}}_2$,忽略相位因子,令

$$\bar{\mathbf{H}}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_2 = \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

这两个信道产生的物理背景已经在第3章中讨论过了。图4.11表示在信噪比为10dB时,两个信道的遍历容量作为 K 因子的函数。显然,随着 K 因子的增加, \bar{H}_2 信道超出 \bar{H}_1 信道。这是因为 \bar{H}_2 信道是正交的而 \bar{H}_1 信道是缺秩的。因此,信道矩阵固定成分的几何结构在高 K 因子的信道容量中起着至关重要的作用。更多细节请参阅[Godavarti *et al.*, 2001a,b]。

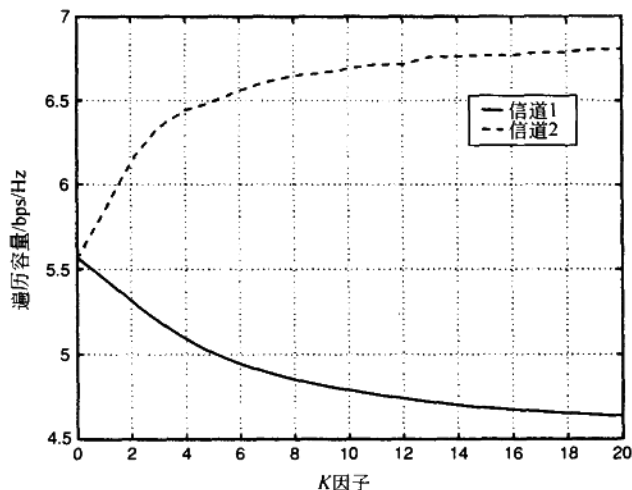


图4.11 有 \bar{H}_1 和 \bar{H}_2 视线成分的MIMO信道的遍历性容量与 K 因子的关系。在有高 K 因子时信道几何结构对容量有显著影响。

4.6.3 非衰落信道中交叉极化鉴别的影响

接下来,我们将简单回顾一下交叉极化鉴别对MIMO容量的影响。假设一个有非常高 K 因子且 \bar{H}_1 类型的信道,其中 $M_T=M_R=2$,且在发送端和接收端有交叉极化天线。这个信道不再是随机的,可以被模拟为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\alpha} \\ \sqrt{\alpha} & 1 \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

其中 $0 \leq \alpha \leq 1$ 反映了交叉极化鉴别的水平。较差的交叉极化鉴别会产生较大的 α 值(接近1),反之亦然。用 $C(\alpha=0)$ 表示在有最佳交叉极化鉴别时的信道容量,用 $C(\alpha=1)$ 表示没有交叉极化鉴别的信道容量。可得,

$$C(\alpha=0) = 2 \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{2} \right) \quad (4.47)$$

$$C(\alpha = 1) = \log_2(1 + 2\rho) \quad (4.48)$$

在信噪比非常小时($\rho \ll 1$), 对 $x \ll 1$, 用 $\log_2(1+x) \approx x \log_2 e$

$$C(\alpha = 0) \approx \rho \log_2 e \quad (4.49)$$

和

$$C(\alpha = 1) \approx 2\rho \log_2 e \quad (4.50)$$

因此, 在信噪比较低时, 高交叉极化鉴别对容量是有害的。另一方面, 在高信噪比模式($\rho \gg 1$)下, 发现

$$C(\alpha = 0) \approx 2\log_2\left(\frac{\rho}{2}\right) \quad (4.51)$$

$$C(\alpha = 1) \approx 1 + \log_2(\rho) \quad (4.52)$$

显然, 在高信噪比时, 高交叉极化鉴别增加了 MIMO 信道容量。图 4.12 中是当 $\alpha=1$ (没有交叉极化鉴别) 和 $\alpha=0$ (最佳交叉极化鉴别) 时, 作为信噪比的函数的容量。在高信噪比时, 高交叉极化鉴别比低交叉极化鉴别好, 在低信噪比时, 情况则相反。

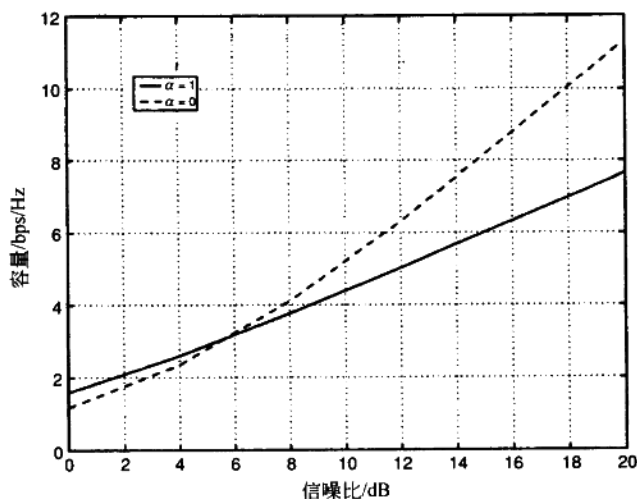


图 4.12 当 $\alpha=1$ (没有交叉极化鉴别) 和 $\alpha=0$ (最佳交叉极化鉴别) 时 MIMO 的容量。好的交叉极化鉴别在较高信噪比时能修复 MIMO 的容量。

真实信道可能经历所有这三种影响——空时相关性、Ricean 衰落和交叉极化鉴别。这种合成信道的容量在 [Erceg *et al.*, 2002; Soma *et al.*, 2002] 中有研究。

4.6.4 退化的影响

考虑 2.8 节介绍的针孔信道。有效信道 \mathbf{H} 由下式给出(参阅式(3.34))

$$\mathbf{H} = \mathbf{h}_r \mathbf{h}_t^T \quad (4.53)$$

其中, \mathbf{h}_r 是从针孔到接收天线阵列的 $M_R \times 1$ 向量信道, \mathbf{h}_t^T 是从发送天线阵列到针孔的 $1 \times M_T$ 向量信道。因为 $r(\mathbf{H})=1$, 在发送端和接收端之间就只有一个空时子信道。相应的信道容量由下式给出

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \det \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \|\mathbf{H}\|_F^2 \right) \\ &= \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \|\mathbf{h}_r\|_F^2 \|\mathbf{h}_t\|_F^2 \right) \end{aligned} \quad (4.54)$$

因此, 虽然根本的信道是 MIMO, 但是与 MISO 和 SIMO 信道一样, 我们只能指望容量随着信噪比增长而呈对数增长。图 4.13 作为信噪比的函数的遍历性容量, 把对针孔信道与对数个天线配置的常规 \mathbf{H}_w 信道进行了比较。容量的下降是很明显的。

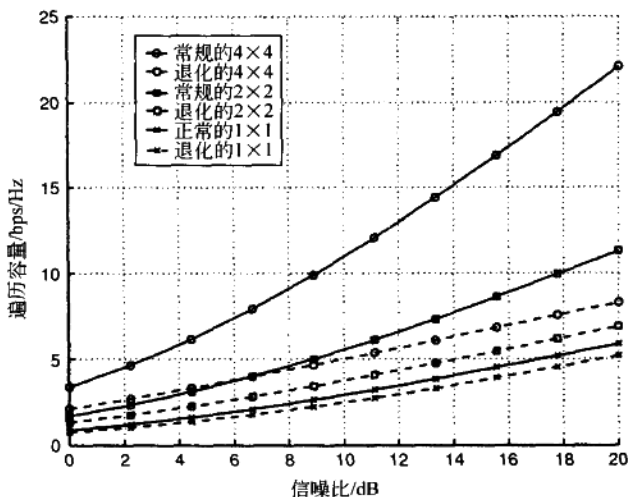


图 4.13 信道退化明显降低了 MIMO 信道的容量。

4.7 频率选择性 MIMO 信道的容量

到目前为止我们已经假设了信道是平坦的。现在我们考虑频率选择性信道。频率选择性衰落 MIMO 信道的容量可以这样计算: 把需要的频率带(比如 1Hz)分成 N 个窄的子信

道,每个带宽为 $1/N$ Hz,这样每个子信道都是频率平坦的(见图 4.14)。

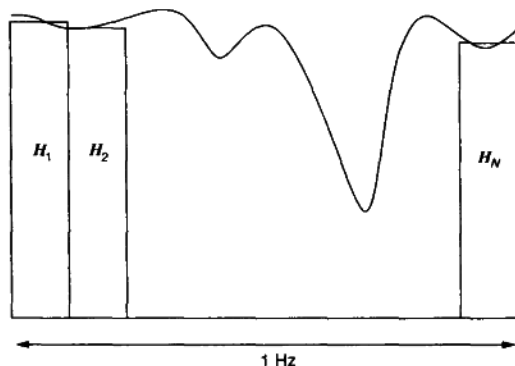


图 4.14 频率选择性 MIMO 信道的容量是频率平坦子信道的容量之和。

让第 i 个子信道为 $\mathbf{H}_i (i=1, 2, \dots, N)$ 。这个子信道的输入输出关系由下式给出

$$\mathbf{y}_i = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n}_i \quad (4.55)$$

其中, \mathbf{y}_i 是 $M_R \times 1$ 的接收信号向量, \mathbf{s}_i 是 $M_T \times 1$ 的发送信号向量, \mathbf{n}_i 是第 i 个子信道的 $M_R \times 1$ 的噪声向量。总输入输出关系成为

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (4.56)$$

其中, $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}_1^T \mathbf{y}_2^T \dots \mathbf{y}_N^T]^T$ 是 $M_R N \times 1$ 的, $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1^T \mathbf{s}_2^T \dots \mathbf{s}_N^T]^T$ 是 $M_T N \times 1$ 的, $\mathbf{N} = [\mathbf{n}_1^T \mathbf{n}_2^T \dots \mathbf{n}_N^T]^T$ 是 $M_R N \times 1$ 的, \mathbf{H} 是一个 $M_R N \times M_T N$ 块对角矩阵, 其中 \mathbf{H}_i 作为块对角元素。 \mathbf{S} 的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{ss} = \mathcal{E}\{\mathbf{S} \mathbf{S}^H\}$ 是被约束的, 这样有 $\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss}) = NM_T$ 。这样把总的平均发送功率限制到 E_s 。这样由式(4.9)频率选择性 MIMO 信道的容量等于

$$C_{FS} = \frac{1}{N} \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss}) = NM_T} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R N} + \frac{E_s}{M_T N_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H \right) \text{bps/Hz} \quad (4.57)$$

发送端不知道信道

如果发送端不知道信道, 我们应该选择使 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{I}_{M_T N}$, 意味着传送功率在空间(发送天线)和频率中均匀地分配。确定信道的容量就成为

$$C_{FS} \approx \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{E_s}{M_T N_0} \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right) \text{bps/Hz} \quad (4.58)$$

如果信道的频率响应是平坦的, 也就是说 $\mathbf{H}_i = \mathbf{H} (i=1, 2, \dots, N)$, 那么

$$C_{\text{FS}} = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (4.59)$$

这是频率平坦 MIMO 信道的容量。此外,如果所有的 \mathbf{H}_i 有独立且相同的分布(即相干带宽是 $1/N$),那么根据大数定律

$$C_{\text{FS}} \rightarrow C_{\text{FS}}^\infty \quad \text{当} \quad N \rightarrow \infty \quad (4.60)$$

也就是说,频率选择性信道的示例性实现的容量接近一个固定的数量。

如果信道是随机的,我们定义遍历性容量和断线容量来描述信息速率的统计性。频率选择性 MIMO 信道的遍历性容量 \bar{C}_{FS} 为

$$\bar{C}_{\text{FS}} = \mathcal{E} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right) \right\} \quad (4.61)$$

频率选择性 MIMO 信道的断线容量也是类似定义的。频率选择性信道的断线容量会比频率平坦信道的断线容量高(在较低断线速率时)。这就被归因于频率分集造成的容量累积分布函数的不断收紧。在足够匀称条件下

$$C_{\text{FS}}^\infty \rightarrow \bar{C}_{\text{FS}} \quad (4.62)$$

所以,渐进的(在 N 中)频率选择性 MIMO 信道的示例实现的容量等于它的遍历性容量。图 4.15 通过频率选择性 MIMO 信道($M_T = M_R = 2$)的信息速率的累积分布函数来描绘这个效应,在 10dB 的信噪比上随 N 的增长而增长。信息速率的累积分布函数随着 N 的增长而收紧,在较低断线时改进了断线容量。[Bölcskei *et al.*, 2002a]中研究了诸如延迟扩展,簇角扩展和总角度扩展之类的多物理参数对频率选择性 MIMO 信道的遍历性和断线容量的影响。

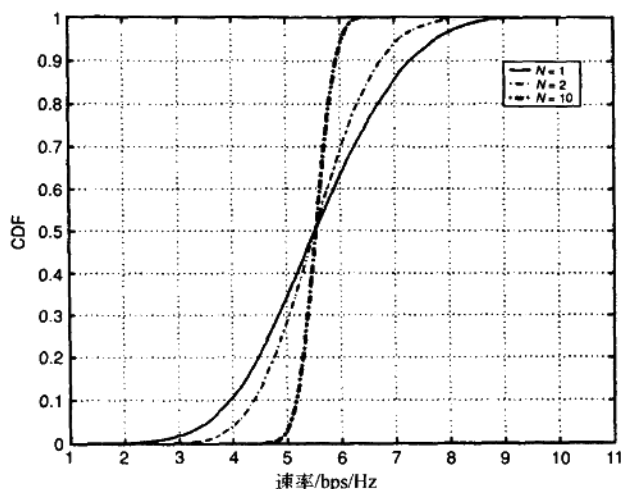


图 4.15 增加的频率选择性 MIMO 信道信息速率的累积分布函数,随频率选择,断线性能得到改善。

发送端知道信道

在频率平坦信道的情况中,如果发送端知道信道,就可以改进频谱效率。对于频率平坦信道,可以看到注水方法在空时子信道中最优地分配传送能量,以使频谱效率最大化。在频率选择性 MIMO 信道的情况中,要最大化频谱效率,必须在空间和频率中分配能量。这种注水形式被认为是空间-频率注水[Rayleigh and Cioffi,1998]。要注意的是,只有对正交信道才能恰当定义注水方法。如果用正交频分复用技术(参阅第 9 章)来使延迟扩展(符号间干扰(intersymbol interference, ISI))信道正交化和模态分割使 MIMO 信道正交化,那么就能满足这点。

如果合成信道 \mathbf{H} 是对发送端已知的,就可以把信道分解成 $r(\mathbf{H})$ 空间-频率模式。那么信道的容量就由下式给出

$$C_{\text{FS}} = \frac{1}{N} \max_{\sum_{i=1}^{r(\mathbf{H})} \gamma_i = NM_T} \sum_{i=1}^{r(\mathbf{H})} \log_2 \left(1 + \frac{E_s \gamma_i}{M_T N_0} \lambda_i(\mathbf{H} \mathbf{H}^H) \right) \quad (4.63)$$

其中 $\lambda_i(\mathbf{H} \mathbf{H}^H)$ ($i=1, 2, \dots, r(\mathbf{H})$) 代表 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的正特征值, γ_i 是分配到第 i 个空间-频率模式的能量。第 4.4 节介绍的注水算法给我们提供了最佳能量分配政策,根据这个政策可以推导出最佳互信息最大化的空间-频率协方差矩阵 $\mathbf{R}_s^{\text{opt}}$ 。当发送端知道信道时,可以为频率选择性信道定义遍历性容量和断线容量,像第 4.5 节频率平坦衰落中的一样。

5 空间分集

5.1 引言

在第4章我们学习了多天线是怎样增加信道容量的,特别是MIMO系统是怎样在容量中提供线性增长而使MIMO在实际系统中非常具有吸引力的。本章中,我们将讨论天线是怎样还能提供分集的。首先,要讨论分集在提高衰落信道中误符号率曲线的斜率的作用。接着,要分析SIMO,MISO和MIMO信道的分集性能。后两种情况分发送端知道和不知道信道两种情况来分析。最后,讨论天线相关,信道元素间增益失衡和Ricean衰落情况下的分集性能。然后我们把结论扩展到延迟扩展信道,延迟扩展信道中除了空间分集,路径或频率分集也是可用的。最后我们将看到发送端的空间分集是怎样转换成时间或频率分集的。

5.2 分集增益

无线链接被通过空间,时间和频率的信号强度的随机波动所削弱,这通常被认为是衰落。分集给接收端在同样的发送信号提供多个(理想的为独立)表象。每个表象构成一个分集分支。随着独立分集分支数量的增加,所有分支在同一个时刻衰落的概率就急剧下降。这样分集技术就使无线链接更稳定,改进了链接的可靠性或错误率。本章将用平均误符号率(SER)作为性能的度量。

假设有符号 s ,来自于一个有单位平均能量的标量星座,要被发送。另外,假设发送端和接收端之间有 M 个相同的独立Rayleigh衰落链接(5.6节将研究更一般的衰落信道)。如果要利用频率分集,这些可以是多个相干带宽,或者如果利用时间分集,这些就是多个相干时间间隔。要利用分集,发送端必须在所有的链接中发送同样的符号。在所有分集分支中都是频率平坦衰落的情况下,接收端可以见到发送信号的多个独立衰落的版本,由下式给出

$$y_i = \sqrt{\frac{E_s}{M}} h_i s + n_i \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (5.1)$$

其中 E_s/M 是符号能量,这个符号能量对为 M 个分集每个分支的发送端可用, y_i 是对应于第 i 个分集分支的接收信号, h_i 是对应于第 i 个分支的信道传输函数, n_i 是方差为 N_0 的加

性零均值循环对称复高斯噪声。此外,我们假设 $\mathcal{E}\{n_i n_j^*\} = 0$,这就保证了加性噪声在分集分支中是非相关的。

假设有发送信号 s 的多个衰落版本,通过一种被认为是最大比合并(MRC)的技术来最大化接收端的后处理信噪比 η [Proakis,1995; Poor and Wornell,1998]。假设接收端完全知道信道, M 个接收信号根据下式合并起来

$$z \approx \sum_{i=1}^M h_i^* y_i \quad (5.2)$$

且 η 由下式给出

$$\eta = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \rho \quad (5.3)$$

其中 $\rho = E_s/N_0$ 可以解释成 SISO 衰落链接中接收天线的平均信噪比。假设接收端有最大似然检测,相应的误符号概率由下式给出[Proakis,1995; Cioffi,2002]

$$P_e \approx \bar{N}_e Q \left[\sqrt{\frac{\eta d_{\min}^2}{2}} \right] \quad (5.4)$$

这里 \bar{N}_e 和 d_{\min} 分别是最近的邻居的数量和基本标量星座的间距的最小距离。应用 Chernoff 边界, $Q(x) \leq e^{-\frac{x^2}{2}}$,并合并式(5.3)和式(5.4), P_e 可以被下式的限定上界

$$P_e \leq \bar{N}_e e^{-\left(\sum_{i=1}^M |h_i|^2\right) \frac{\rho d_{\min}^2}{4M}} \quad (5.5)$$

上面推导的误符号概率对应于一个特定信道的实现。 M 个链接用时间来弥补信道衰落,因此可以通过考虑平均未编码误符号率 $\bar{P}_e = \mathcal{E}\{P_e\}$ 来研究分集的值。假设 $h_i (i=1,2,\dots,M)$ 是单位方差的独立零均值循环对称复高斯随机变量,平均误符号率 \bar{P}_e 是由下式限定上界的(参阅式(3.44))

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \prod_{i=1}^M \frac{1}{1 + \rho d_{\min}^2 / 4M} \quad (5.6)$$

在较高信噪比($\rho \gg 1$)时,式(5.6)可以被简化为

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{4M} \right)^{-M} \quad (5.7)$$

由式(5.7)当没有分集时($M=1$), $\bar{P}_e \leq \bar{N}_e (\rho d_{\min}^2 / 4)^{-1}$ 。分集影响了对数-对数标度中误符号率对信噪比(ρ)曲线的斜率。斜率的大小与分集重数 M 相同。图 5.1 证明这一点,图中对一个衰落链接把误符号率作为信噪比的函数描绘出来,其中,对 $M=1, M=4$ 和 $M=8$ 用二进制相移键控(BPSK)调制(对二进制相移键控调制误符号率和误比特率(BER)相同)。作为比较还把误符号率作为信噪比在加性高斯白噪声 SISO 信道中的函

数画出来,该信道的信道传输函数为 1(没有衰落)。

随着分集重数的增加,误符号率接近了加性高斯白噪声信道的误符号率。实际上,渐进地,随着 $M \rightarrow \infty$, 式(5.6)成为

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e e^{-\frac{\rho d_{\min}^2}{1}} \quad (5.8)$$

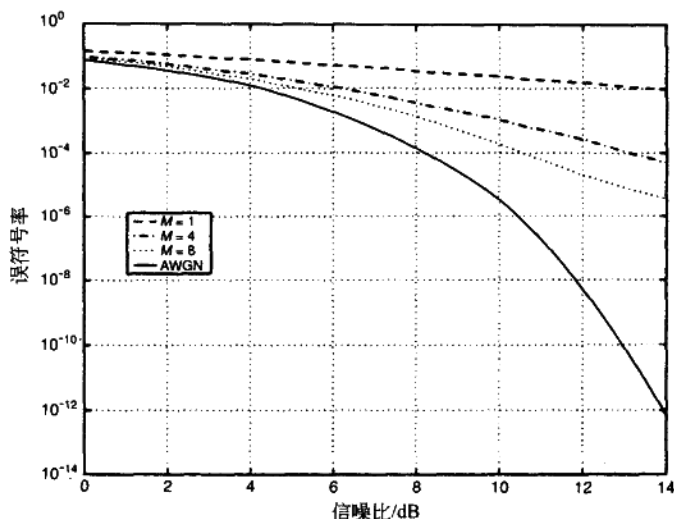


图 5.1 衰落信道中分集对误符号率的影响。误符号率对信噪比曲线的斜率随分集分支数 M 的增加而增加。

这里使用了恒等式 $\lim_{n \rightarrow \infty} (1+x/n)^n \rightarrow e^x$ 。对这个结论的一个更为严格的基于精确错误概率的证明可在[Ventura-Travest *et al.*, 1997]中找到。式(5.8)给出对加性高斯白噪声信道的误符号率的精确 Chernoff 上界,它证明了当存在无穷分集时衰落就被完全削弱了。

上面的例子假设了重复编码在不同的分集分支中传送符号,导致了频谱效率的损失。可以利用多天线来获取分集增益而不牺牲频谱效率。我们将在第 5.3 节和 5.4 节更详细地介绍这些方案。同样重要的是,要注意到因为编码引入的冗余在加性高斯白噪声信道中传送编码增益,在存在衰落的情况下分集增益和编码增益都可用。我们将简要的介绍这两种增益的本质。

5.2.1 编码增益对分集增益

虽然分集和编码都能改进系统性能(减少错误率),但这两种增益的本质非常不同。分集增益是通过增加误符号率斜率的大小来表现的,而编码增益却是把错误率曲线向左平移。

在较高信噪比时使用编码和分集技术二者的系统的误符号率可近似为

$$\bar{P}_e \approx \frac{c}{(\gamma_c \rho)^M} \quad (5.9)$$

其中 c 是调制和信道特性所特定的比例常量,而 γ_c ($\gamma_c \geq 1$) 代表编码增益, M 是系统的分集重数。图 5.2 突出了编码增益和分集增益的区别。分集增益引起的信噪比优势随分集重数的增加和目标错误率的降低而增加。另一方面,在足够高的信噪比时,编码增益通常是恒定的。

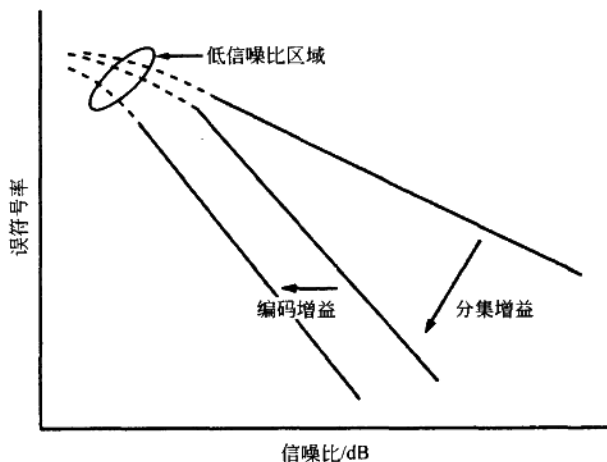


图 5.2 示意图突出了编码增益和分集增益的区别。分集增益引起的信噪比优势随信噪比增长而增长,但对编码增益保持恒定。

5.2.2 空间分集对时间/频率分集

由前面的讨论可以清楚地看到,分集是无线系统中减弱衰落的强有力技术。利用时间/频率分集会带来损失——对时间分集来说损失时间,对频率分集来说损失带宽——以引入冗余。此外,由式(5.3)使用这种技术的平均接收信噪比是与加性高斯白噪声信道的平均接收信噪比相同的。空间分集是一种非常吸引人的替代方法,它不牺牲时间或带宽,而又能提供阵列增益或增加平均接收信噪比。获取空间分集方案的确切本质取决于天线配置(SIMO, MISO 或是 MIMO)。虽然 SIMO 系统中可能使用接收分集技术,但在发送端使用多天线还要求利用更复杂的分集技术。下面就将研究这些。

5.3 接收天线分集

考虑一个发送端有一个单天线而接收端有多个天线的系统(SIMO 信道)。假设平坦衰落的情况,这个系统的信道向量 \mathbf{h} 由下式给出

$$\mathbf{h} = [h_1, h_2, \dots, h_{M_R}]^T \quad (5.10)$$

其中 M_R 是接收天线数目。再次假设要发送的符号 s 是来自于一个单位平均能量的标量星座,则信道的输入输出关系可以表示为

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{h} s + \mathbf{n} \quad (5.11)$$

其中 \mathbf{y} 是 $M_R \times 1$ 接收信号向量, \mathbf{n} 是 $\mathcal{E}\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\} = N_0 \mathbf{I}_{M_R}$ 的零均值循环对称复高斯噪声。为使接收端信噪比最大化,接收端进行最大比合并,即,

$$\begin{aligned} z &= \sqrt{E_s} \mathbf{h}^H \mathbf{h} s + \mathbf{h}^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{E_s} \|\mathbf{h}\|_F^2 s + \mathbf{h}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.12)$$

其中 z 是接收端输出。我们假设接收端完全知道信道。因此,有效信道就为一个标量信道,且可以使用标准标量检测技术来检测传送的信号。因为噪声向量 \mathbf{n} 在空间是白色的,接收端的信噪比 η 由下式给出

$$\eta = \|\mathbf{h}\|_F^2 \rho \quad (5.13)$$

如果接收端天线之间的间隔大于相干距离(D_c),且假设有充分的散射环境,那么 $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$ 。遵循第 5.2 节(式(5.4)~式(5.6))中的推导,这种信道的平均误符号概率由下式给出

$$\bar{P}_e \leq N_e \prod_{i=1}^{M_R} \frac{1}{1 + \rho d_{\min}^2 / 4} \quad (5.14)$$

在高信噪比时式(5.14)可被简化为

$$\bar{P}_e \leq N_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{4} \right)^{-M_R} \quad (5.15)$$

因此系统的分集重数等于接收端天线的数量 M_R 。此外,因为对 $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$ 有 $\mathcal{E}\{\|\mathbf{h}\|_F^2\} = M_R$, 接收端的平均信噪比 $\bar{\eta} = \mathcal{E}\{\eta\}$ 由下式给出

$$\bar{\eta} = M_R \rho \quad (5.16)$$

所以,除了分集增益,接收端的平均信噪比也被因子 M_R 通过一个标准 SISO 而增加了,这是由表示成 $10 \log_{10} M_R$ (单位为分贝)的阵列增益引起的。图 5.3 是一个接收分集方案的误符号率体现,其中假设对变化的天线配置进行二进制相移键控传送。误符号率随系统中接收天线的数量而改进。同时,对一个大于 10^{-3} 的目标误比特率,有四个接收天线的系统优于加性高斯白噪声链接。阵列增益(对四个天线是 6dB)的作用解释了这个现象,它提供了最

初优势。但是在更低的目标误比特率,衰落带来的损失压过了阵列增益优势。阵列增益的影响与编码增益的影响相类似(即导致曲线的平行左移),并且是严格独立于信噪比的。

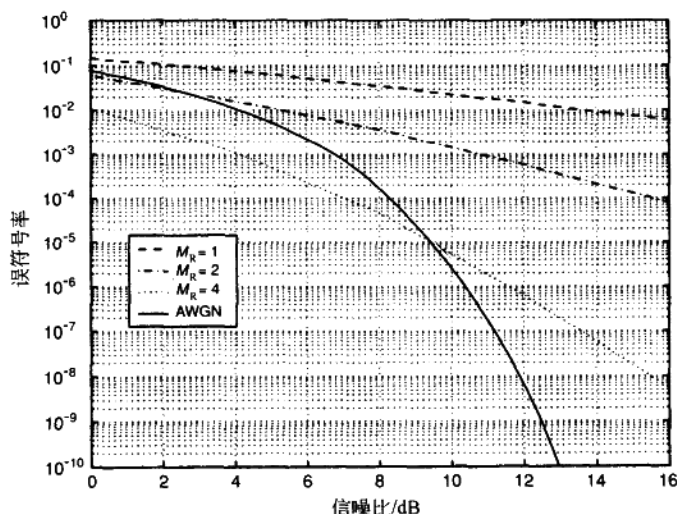


图 5.3 增加接收天线数量时的接收分集性能。也显示了阵列增益。

我们已经看到接收分集技术可以获取完整分集增益和阵列增益。性能改善与使用的接收天线数量成比例。但是,由于价格或空间的限制,在终端接收端布置多天线往往是不现实的。作为取代,与发送天线分集技术结合,在发送端使用多天线正日趋流行。接下来的章节将更详细的研究发送天线分集。

5.4 发送天线分集

在发送端有多天线的系统中利用空间分集要求信号在发送之前被预处理或预编码。自 20 世纪 90 年代以来,这些技术就引起了人们的关注[Seshadri and Winters,1994; Guey *et al.*,1996; Tarokh *et al.*,1998,1999b; Alamouti,1998; Papadidas,1999; Hochwald *et al.*,2001]。

下面解释为什么需要预处理发送信号。考虑一个有两个发送天线和一个接收天线的系统中传送的符号 s 。一个利用分集的简单尝试就是同时从两个发送天线发送信号。假设一个平坦衰落环境,其中对应发送天线的信道特征由 h_1 和 h_2 给出,接收信号 y 可以表示成

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{2}}(h_1 + h_2)s + n \quad (5.17)$$

其中 E_s 是一个符号周期中发送端上可用的在两个发送天线之间平均分配的平均能量, n 是接收端的零均值循环对称复高斯噪声。注意到两个复合高斯随机变量之和仍是复合高斯 [Papoulis, 1984], 那么 $\frac{1}{\sqrt{2}}(h_1 + h_2)$ 是带有单位方差的零均值循环对称复高斯。结果, 式 (5.17) 可以表示成

$$y = \sqrt{E_s} h s + n \quad (5.18)$$

其中 h 是 $\mathcal{E}\{|h|^2\} = 1$ 的零均值循环对称复高斯。所以, 这种原始的技术不能够提供分集。

下面我们将显示对 MISO 和 MIMO 系统怎样在发送端知道和不知道的情况下有效利用发送分集。

5.4.1 发送端未知信道: MISO

假设发送端有两个天线, 接收端有一个单独的天线。考虑一个简单但巧妙的发送分集技术——Alamouti 方案 [Alamouti, 1998]。在这种技术中, 第一个符号周期天线 1 和 2 分别同时发送不同的符号 s_1 和 s_2 , 接下来在下一个周期从天线 1 和 2 分别发送信号—— s_2^* 和 s_1^* (见图 5.4)。

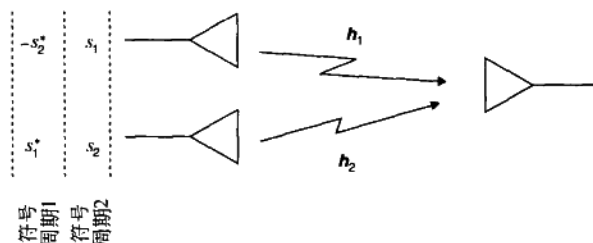


图 5.4 Alamouti 方案的传送策略示意图。传送策略使信道正交化而不管信道实现。

我们假设在两个符号周期信道保持不变, 且是频率平坦的。因此, $\mathbf{h} = [h_1, h_2]$ 和这两个符号周期中接收到的信号 y_1 和 y_2 由下式给出

$$y_1 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_1 + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_2 + n_1 \quad (5.19)$$

$$y_2 = -\sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_2^* + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_1^* + n_2 \quad (5.20)$$

其中 n_1 和 n_2 是 $\mathcal{E}\{|n_1|^2\} = \mathcal{E}\{|n_2|^2\} = N_0$ 的零均值循环对称复高斯噪声, 且 $E_s/2$ 是每个天线在每一个符号周期中的平均传送能量。接收端形成一个重新排列的信号向量 \mathbf{y} , 如下式所示

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

向量 \mathbf{y} 可以表示成

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.22)$$

其中 $\mathbf{s} = [s_1, s_2]^T$ 且 $\mathbf{n} = [n_1, n_2^*]^T$ 。有效信道矩阵 \mathbf{H}_{eff} 是正交的 (即 $\mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} = \|\mathbf{h}\|_F^2 \mathbf{I}_2$)。如果 $\mathbf{z} = \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{y}$, 我们得到

$$\mathbf{z} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{h}\|_F^2 \mathbf{I}_2 \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (5.23)$$

其中 $\mathcal{E}\{\tilde{\mathbf{n}}\} = \mathbf{0}_{2,1}$ 且 $\mathcal{E}\{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}^H\} = \|\mathbf{h}\|_F^2 N_0 \mathbf{I}_2$ 。因此, 符号 $s_i (i=1, 2)$ 的有效信道为

$$z_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{h}\|_F^2 s_i + \tilde{n}_i \quad i = 1, 2 \quad (5.24)$$

并且, 一个符号的接收信噪比 η 由下式给出

$$\eta = \frac{\|\mathbf{h}\|_F^2 \rho}{2} \quad (5.25)$$

假设 $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$, 遵循式 (5.4) ~ 式 (5.6) 中的推导, \bar{P}_e 在高信噪比区域中上限可以依照下式,

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{8} \right)^{-2} \quad (5.26)$$

所以 Alamouti 方案抽取了重数为 2 的分集 (完全 M_T 分集), 甚至在发送端不知道信道的情况。[Papadias, 1999; Hochwald *et al.*, 2001] 对宽带码分多址 (WCDMA) 系统提出了一种有些类似的方案 (引为空时传播), 现在已经是 CDMA2000 的一部分了。

因为对 $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$ 有 $\mathcal{E}\{\|\mathbf{h}\|_F^2\} = 2$, 接收端的平均信噪比 $\bar{\eta} = \rho$ 。因此, 发送端不知道信道的情况不允许阵列增益。图 5.5 比较了 Alamouti 方案 ($M_T = 2, M_R = 1$) 的性能和二进制相移键控调制的接收分集方案 ($M_T = 1, M_R = 2$)。虽然两个方案都优于 SISO 衰落链接且获取相同的分集增益 (误符号率曲线有同样的斜率), 但由于阵列增益, 接收分集要优于 Alamouti 方案。

可以设计发送端不知道信道的情况下的传送分集技术来获取有两个以上发送天线系统中的空间分集。我们将在第 6 章研究这些。

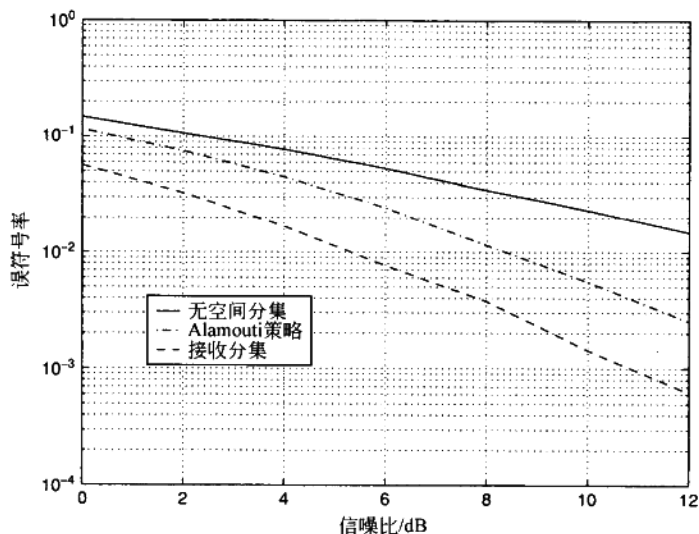


图 5.5 Alamouti 发送分集 ($M_T=2, M_R=1$) 与接收分集 ($M_T=1, M_R=2$) 的比较。两种方案都有相同的分集重数为 2, 但接收分集还有另外的 3dB 的接收阵列增益。

5.4.2 发送端已知信道: MISO

考虑一个有 M_T 发送天线和频率平坦衰落信道的 MISO 系统。向量信道 \mathbf{h} 由下式给出

$$\mathbf{h} = [h_1 h_2 \cdots h_{M_T}] \quad (5.27)$$

要利用空间分集, 信号在被适当加权以后从每个发送天线发送出来, 这样信号在接收天线同相地到达并且相干相加。接收端的信号由下式给出

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{h} \mathbf{w} s + n \quad (5.28)$$

其中, y 是接收信号, \mathbf{w} 是 $M_T \times 1$ 维的权向量, n 是零均值循环对称复高斯噪声。权向量 \mathbf{w} 必须服从 $\|\mathbf{w}\|_F^2 = M_T$ 来选择, 以保证发送信号的平均总功率是 E_s 。显然, 使接收到的信噪比最大化的权向量 \mathbf{w} 由下式给出 [Lo, 1999]

$$\mathbf{w} = \sqrt{M_T} \frac{\mathbf{h}^H}{\sqrt{\|\mathbf{h}\|_F^2}} \quad (5.29)$$

这种方案被认为是发送-最大比合并 (transmit-MRC) [Lo, 1999; Feng and Leung, 2001]。接收端的信噪比 η 由下式给出

$$\eta = \|\mathbf{h}\|_F^2 \rho \quad (5.30)$$

如果 $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$, 由式 (5.4) ~ 式 (5.6) 可得在高信噪比时, 平均误符号概率由下式给出上限

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{4} \right)^{-M_T} \quad (5.31)$$

因此,在存在独立同分布 Rayleigh 衰落时,发送-最大比合并传送 M_T 重分集,因为 $\mathcal{E}\{\|\mathbf{h}_w\|_F^2\} = M_T$, 平均接收信噪比 $\bar{\eta}$ 等于

$$\bar{\eta} = M_T \rho \quad (5.32)$$

接收端的平均信噪比在一个 SISO 链接上通过 M_T (发送天线数量) 因子来改进,并且它是发送阵列增益。因此,如果发送端完全知道信道,发送-最大比合并将传递阵列增益和分集增益。图 5.6 比较了 Alamouti 方案的性能和二进制相移键控调制的发送-最大比合并 ($M_T = 2$)。虽然提供同样的分集增益,但由于阵列增益,发送-最大比合并要优于 Alamouti 方案。此外,有 M 个发送天线的 MISO 系统使用发送-最大比合并将会与有同样接收天线数数目且使用接收-最大比合并的 SIMO 系统具有相同的性能。

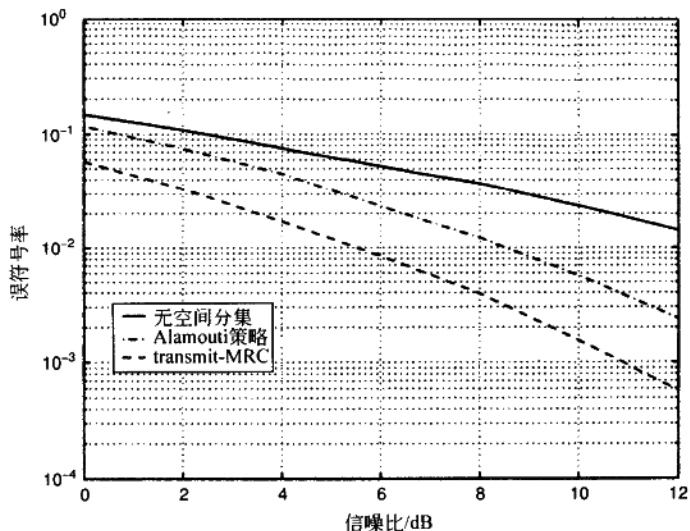


图 5.6 Alamouti 发送分集和 $M_T = 2, M_R = 1$ 的发送-最大比合并 (transmit-MRC) 分集的比较。再次注意发送阵列增益造成的差异。

5.4.3 发送端未知信道: MIMO

考虑一个带有两个发送天线和两个接收天线的 MIMO 系统。可以使用第 5.4.1 节中介绍的 Alamouti 方案在此系统中获取分集。正如先前讨论过的 MISO 系统一样,在第一个符号周期天线 1 和 2 分别同时发送不同的符号 s_1 和 s_2 ,接下来在下一个周期从天线 1 和 2 分别发送信号—— s_2^* 和 s_1^* 。假设在连续的符号周期信道保持恒定。同样假设一个频率平

坦信道。使 2×2 信道矩阵 \mathbf{H} 成为

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

且在连续符号周期接收天线阵列上的信号为 y_1 和 y_2 , 就有

$$y_1 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

$$y_2 = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_3 \\ n_4 \end{bmatrix} \quad (5.35)$$

其中 n_1, n_2, n_3 和 n_4 是 $\mathcal{E}\{|n_i|^2\} = N_0$ ($i=1, 2, \dots, 4$) 的非相关零均值循环对称复高斯噪声采样值。正如在 MISO 中一样(发送端未知信道), 发送端的有效能量是平均分配到发送天线的。现在接收端根据下式形成了一个信号向量 \mathbf{y}

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2^* \end{bmatrix} \quad (5.36)$$

就有 \mathbf{y} 可以表示成

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \\ h_{1,2}^* & -h_{1,1}^* \\ h_{2,2}^* & -h_{2,1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ n_3^* \\ n_4^* \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}_{\text{eff}} \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.37)$$

其中 $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$, $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2 \ n_3^* \ n_4^*]^T$ 。此外, 注意到 \mathbf{H}_{eff} 是正交的, 而不管信道实现性(也就是说, $\mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} = \|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{I}_2$)。如果 $\mathbf{z} = \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{y}$, 我们有

$$\mathbf{z} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{I}_2 \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (5.38)$$

其中 $\mathcal{E}\{\tilde{\mathbf{n}}\} = \mathbf{0}_{2,1}$ 且 $\mathcal{E}\{\tilde{\mathbf{n}}\tilde{\mathbf{n}}^H\} = \|\mathbf{H}\|_F^2 N_0 \mathbf{I}_2$ 。因此, 任一数据符号 s_i ($i=1, 2$) 的有效信道是

$$z_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}\|_F^2 s_i + \tilde{n}_i \quad i = 1, 2 \quad (5.39)$$

其中, 相应的接收的信噪比由下式给出

$$\eta = \frac{\|\mathbf{H}\|_F^2 \rho}{2} \quad (5.40)$$

根据式(5.4)~式(5.6)且假设 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, 就有在高信噪比时的平均误符号概率的上限可由下式给出

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{8} \right)^{-4} \quad (5.41)$$

所以, 虽然发送端未知信道, Alamouti 方案获取了重数 $M_T M_R$ 的分集(在这里是四重)。因

为对 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 有 $\mathcal{E}\{\|\mathbf{H}\|_F^2\} = 4$, 接收端的平均信噪比 $\bar{\eta}$ 是

$$\bar{\eta} = 2\rho \quad (5.42)$$

所以, 当发送端未知信道时, Alamouti 方案只能获取接收阵列增益。

可以使用 Alamouti 方案在有两个发送天线和任意数目 (M_R) 接收天线的 MIMO 系统中获取分集——得到 $2M_R$ 重的分集(完全分集)和 M_R 的阵列增益。在两个以上的发送天线的 MIMO 系统中利用空间分集的信号设计准则将在第 6 章中研究。

5.4.4 发送端已知信道: MIMO

考虑一个有 M_R 接收天线和 M_T 发送天线的系统。当发送端知道信道时, 可以通过一种叫主要特征模式传送的技术来获取空间分集。这里, 像对 MISO 系统的发送-最大比合并一样, 同样的信号带有权重向量 \mathbf{w} 从发送阵列的所有天线发送。接收到的信号向量由下式给出

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{w} s + \mathbf{n} \quad (5.43)$$

其中, \mathbf{y} 是 $M_R \times 1$ 接收信号向量, \mathbf{H} 是 $M_R \times M_T$ 信道传输函数, \mathbf{w} 是 $M_T \times 1$ 的复权重向量, \mathbf{n} 是空间零均值循环对称复高斯白噪声。我们注意到 \mathbf{w} 要保持总的平均发送能量就必须满足 $\|\mathbf{w}\|_F^2 = M_T$ 。使接收端根据下式生成加权的天线输出总和

$$z = \mathbf{g}^H \mathbf{y} \quad (5.44)$$

其中 \mathbf{g} 是复权重的 $M_R \times 1$ 向量。接收端的信噪比 η 由下式给出

$$\eta = \frac{\|\mathbf{g}^H \mathbf{H} \mathbf{w}\|_F^2}{M_T \|\mathbf{g}\|_F^2} \rho \quad (5.45)$$

因此, 最大化接收端的信噪比就相当于最大化 $\|\mathbf{g}^H \mathbf{H} \mathbf{w}\|_F^2 / \|\mathbf{g}\|_F^2$ 。回顾第 3 章, \mathbf{H} 的奇异值分解由下式给出

$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H \quad (5.46)$$

可以证明, 当 $\mathbf{w}/\sqrt{M_T}$ 和 \mathbf{g} 分别是输入和输出奇异向量时, 对应于 \mathbf{H} 的最大奇异值 σ_{\max} , η 被最大化。 \mathbf{w} 和 \mathbf{g} 的适当选择(信噪比最大化), 信道的有效输入输出关系简化成

$$z = \sqrt{E_s} \sigma_{\max} s + n \quad (5.47)$$

其中 n 是方差为 N_0 的零均值循环对称复高斯噪声。回顾第 3 章 $\sigma_{\max}^2 = \lambda_{\max}$, 其中 λ_{\max} 是 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的最大特征值, 接收端的信噪比由下式给出

$$\eta = \lambda_{\max} \rho \quad (5.48)$$

所以, 主要特征模式传送中的阵列增益由 $\mathcal{E}\{\lambda_{\max}\}$ 给出。显然, 之前讨论过的对 MISO 系统的发送-最大比合并技术, 在本质上就是在单模式下的信道(秩为 1)的主要特征值传送。因

为 $\sum_{i=1}^r \lambda_i = \|\mathbf{H}\|_F^2$ (回顾第 3 章中 $\lambda_i (i=1, 2, \dots, M_R)$ 是 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的特征值), 可以根据下式给出

λ_{\max} 的上界和下界

$$\frac{\|\mathbf{H}\|_F^2}{r} \leq \lambda_{\max} \leq \|\mathbf{H}\|_F^2 \quad (5.49)$$

其中 r 是 \mathbf{H} 的秩。因为信道 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 是以概率 1 满秩的, $r = \min(M_T, M_R)$ 。因此, 接收端的信噪比可以根据下式给出其上界和下界

$$\rho \max(M_T, M_R) \leq \bar{\eta} \leq \rho M_T M_R \quad (5.50)$$

式(5.50)说明当发送端知道信道时的阵列增益是大于或等于信道未知时的阵列增益的。

由式(5.47)和式(5.49), 根据第 5.2 节中对误符号率的推导, 可得出使用主要特征模式传送的系统的 \bar{P}_e , 在高信噪比时可以用下式给出其上界和下界(考虑到 Chernoff 上界是在高信噪比时对误符号率的一个近似估计):

$$\bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{4 \min(M_T, M_R)} \right)^{-M_T M_R} \geq \bar{P}_e \geq \bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{4} \right)^{-M_T M_R} \quad (5.51)$$

式(5.51)说明了误符号率必须维持大小为 $M_T M_R$ 的斜率, 来作为信噪比的函数(在对数-对数范畴)。因此, 可得到主要特征模式传送获取了 $M_T M_R$ 的完全分集重数[Paulraj, 2002]。

图 5.7 比较了 Alamouti 方案与有两个发送天线、两个接收天线和二进制相移键控调制的系统的主要特征传送。如预料中的一样, 两个方案都获取了相同的分集重数。但是, 由于较高阵列增益, 主要特征模式传送优于 Alamouti 方案。

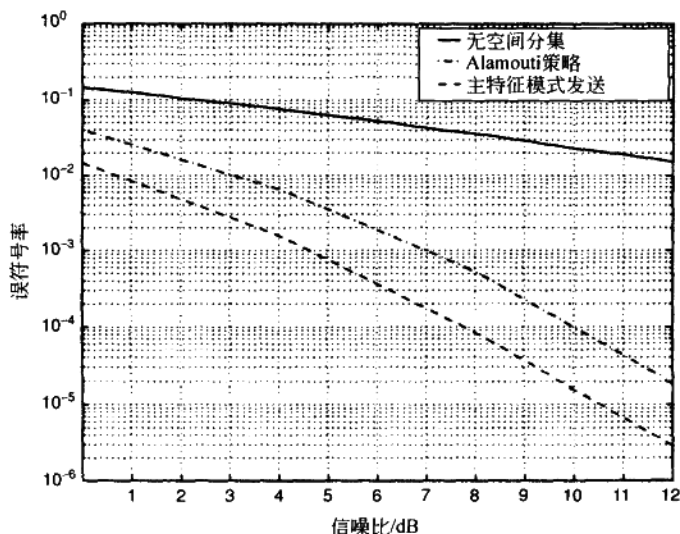


图 5.7 Alamouti 方案与 $M_T = M_R = 2$ 的主要特征模式传送的比较。由于阵列增益, 主要特征模式传送优于 Alamouti 方案。

5.3 节和 5.4 节的总结在表 5.1 中进行了概括。下面几节将量化分集在信道增益变化性上的影响。

表 5.1 对不同多天线配置的阵列增益和分集重数(CU=发送端未知信道; CK=发送端已知信道)

配 置	期望的阵列增益	分集重数
SIMO(CU)	M_R	M_R
SIMO(CK)	M_R	M_R
MISO(CU)	1	M_T
MISO(CK)	M_T	M_T
MIMO(CU)	M_R	$M_R M_T$
MIMO(CK)	$\mathcal{E}\{\lambda_{\max}\}$	$M_R M_T$

5.5 分集重数与信道可变性

5.2 节和 5.3 节体现了有效信道是怎样取决于信道的 Frobenius 范数平方 $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 的。图 5.8 是在 $\|\mathbf{H}\|_F^2$ 的时间上的变化,其中假设对变化的分集重数有 $\mathbf{H}=\mathbf{H}_w$ 。

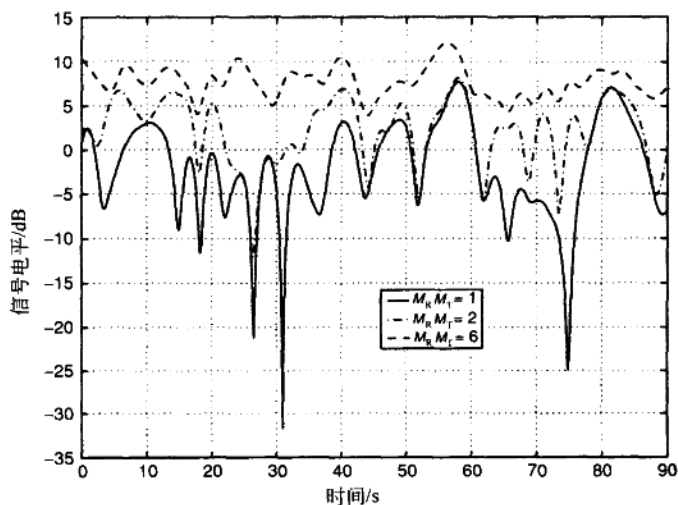


图 5.8 随空间分集的增长的重数造成的链接的稳定性提高。在极限 $M_T M_R \rightarrow \infty$ 中,信道是非常稳定且接近于加性高斯白噪声链接的。

在没有空间分集的情况下($M_T = M_R = 1$),信号会经历深衰落。随着增加的 $M_T M_R$ (空间分集),衰落的深度大大减小,且有效信道更稳定了。这个结论在真实信道中被充分证明 [Bölcskei *et al.*, 2001]。此外,观测到随着分集重数的增加,平均信号强度会渐进增长。这是来自于接收端和发送端天线的阵列增益,分别取决于信道在接收端(通常假定)和发送端(可选的)可知。

可以用信道的偏差系数 μ_{var} 来量化信道稳固(有时引为“凝固”)的程度 [Sokal and Rohlf, 1995; Nabar *et al.*, 2002b]。把随机变量的偏差系数定义为随机变量的标准偏差与它的均值之比。假设一个有 M_T 发送天线和 M_R 接收天线的 MIMO 信道 \mathbf{H}_w , 这种信道的偏差系数由下式给出

$$\mu_{\text{var}} = \frac{1}{\sqrt{M_T M_R}} \quad (5.52)$$

有效信道的固定程度与分集重数的平方根成反比。此外,当信道中自由度的数量逐渐增大,即 $M_R M_T \rightarrow \infty$ 时,偏差系数趋近于 0。这就证明了信道是随无限分集重数而更加稳定的。

5.6 扩展信道的分集性能

到目前为止我们已经考虑过了独立同分布($\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$)的 MIMO。在实际中,我们知道可能与 \mathbf{H}_w 有许多差异。比如, \mathbf{H} 的元素可能是相关的,或者增益失衡或 Ricean 统计性。本节研究这些情况对分集技术性能的影响。为了清楚起见,考察一个使用 Alamouti 方案的 $M_T = M_R = 2$ 的 MIMO 系统。首先,研究 \mathbf{H} 的元素相关且增益失衡的情况。

5.6.1 信号相关和增益失衡的影响

假设一个 Rayleigh 衰落 MIMO 信道, \mathbf{H} 元素之间的相关和增益失衡由 4×4 的协方差矩阵 $\mathbf{R} = \mathcal{E}\{\text{vec}(\mathbf{H})\text{vec}(\mathbf{H})^H\}$ 得到。回顾 5.4.3 节,对任何可实现信道 \mathbf{H} 用 Alamouti 编码的接收信号由下式给出

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5.53)$$

使用 5.2 节中介绍的 Chernoff 上界,有 Alamouti 编码的样值信道实现的误符号概率由下式给出

$$P_e \leq \bar{N}_e e^{-\frac{\rho d_{\min}^2 \|\mathbf{H}\|_F^2}{8}} \quad (5.54)$$

由式(3.44),平均误符号概率可由下式给出其上界

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \prod_{i=1}^4 \frac{1}{1 + (\rho d_{\min}^2/8) \lambda_i(\mathbf{R})} \quad (5.55)$$

其中 $\lambda_i(\mathbf{R}) (i=1, 2, \dots, 4)$ 是 \mathbf{R} 的第 i 个特征值。因为对数是严格单调函数, 所以最小化 \bar{P}_e 就相当于最大化

$$\sum_{i=1}^4 \log \left(1 + \frac{\rho d_{\min}^2}{8} \lambda_i(\mathbf{R}) \right) \quad (5.56)$$

信道上总平均功率限制转变成使 $\text{Tr}(\mathbf{R}) = \sum_{i=1}^4 \lambda_i(\mathbf{R})$ 。迫使 $\text{Tr}(\mathbf{R}) = 4$, 式(5.56) 在所有 \mathbf{R} 的特征值相等时有最大值, 也就是说, $\lambda_i(\mathbf{R}) = \lambda_j(\mathbf{R}) = 1 (i, j = 1, \dots, 4)$ 。当没有衰落信号相关和增益失衡时就满足此条件, 且是对应于 \mathbf{H}_w MIMO 信道模型的。因此, 增益失衡和衰落信号相关对分集策略的性能是有损害的。此外, 在高信噪比下式(5.55) 简化为

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{8} \right)^{-r(\mathbf{R})} \prod_{i=1}^{r(\mathbf{R})} (\lambda_i(\mathbf{R}))^{-1} \quad (5.57)$$

所以, 相关衰落或增益失衡存在的情况下分集传送获取的分集重数是与协方差矩阵 \mathbf{R} 的秩有关的。图 5.9 比较了对 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 使用二进制相移键控调制的 Alamouti 方案误符号率性能, \mathbf{H} 信道的元素完全相关且没有增益失衡(\mathbf{R} 是一个全 1 矩阵)。正如由式(5.57)可以预料到的一样, 完全相关衰落破坏了分集增益。但是阵列增益还是有的。

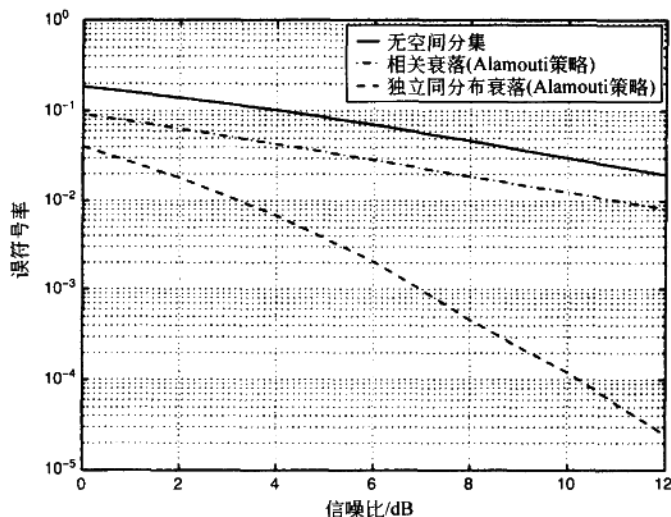


图 5.9 空间衰落相关对 $M_T = M_R = 2$ 的 Alamouti 方案性能的影响。独立同分布衰落对分集是最好的。

5.6.2 Ricean 衰落的影响

信道 $\mathcal{E}\{\mathbf{H}\} = \bar{\mathbf{H}}$ 平均(或视线)成分的存在会导致 Ricean 衰落。我们由第 3 章知道 MIMO 信道可以写成

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \bar{\mathbf{H}} + \sqrt{\frac{1}{1+K}} \mathbf{H}_w \quad (5.58)$$

其中 $\sqrt{K/(1+K)} \bar{\mathbf{H}}$ 代表信道矩阵的平均成分, $\sqrt{1/(1+K)} \mathbf{H}_w$ 是信道矩阵的衰落成分, K 是 Ricean 因子。 \mathbf{H} 的一个特定信道实现的误符号概率根据式(5.54)给出上界。误符号率可以被下式限定上界[Nabar *et al.*, 2002b]

$$\bar{P}_e \leq \left(\frac{1+K}{1+K+\rho d_{\min}^2/8} \right)^4 e^{-4 \left(\frac{\rho d_{\min}^2 K \|\bar{\mathbf{H}}\|_F^2}{8(1+K+\frac{\rho d_{\min}^2}{8})} \right)} \quad (5.59)$$

渐进地, 当 $K \rightarrow \infty$ 时

$$\bar{P}_e \leq e^{-\frac{\rho d_{\min}^2}{8} \|\bar{\mathbf{H}}\|_F^2} \quad (5.60)$$

这是信道传输函数为 $(1/2) \|\bar{\mathbf{H}}\|_F^2$ 的非衰落(加性高斯白噪声)SISO 信道的误符号概率的 Chernoff 上界。由于信道中有平均(视线)成分, Ricean 衰落使链接稳定。图 5.10 是对可变 Ricean 衰落程度的使用二进制相移键控调制的 Alamouti 方案的性能。正如所预料的一样, 误符号率随 Ricean 因子 K 而改进。

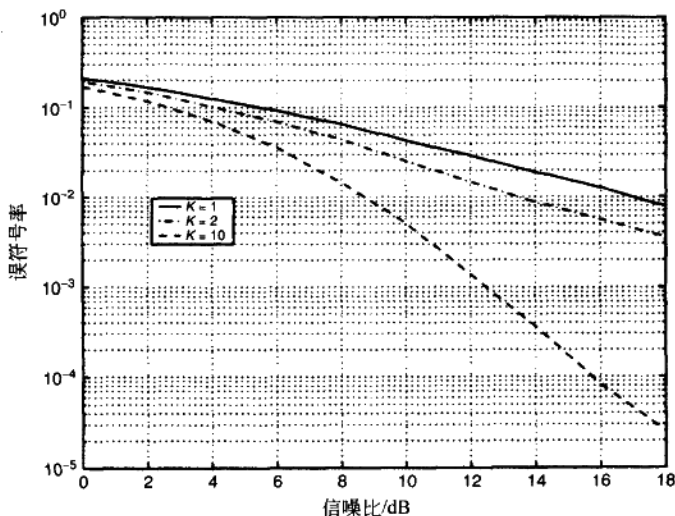


图 5.10 Ricean 衰落对 Alamouti 方案性能的影响。信道中不变成分的存在稳定了链接, 并且在高 K 因子时改进了信道。

对更复杂的环境,就是包括信道元素之间的空间衰落相关和增益失衡的,Ricean 衰落对分集增益的影响在[Naber *et al.*, 2002b, c, d]中有所研究。简单直接的分析导出了 SIMO 和 MISO 信道的响应结果。

5.6.3 退化 MIMO 信道

考虑一个有 M_T 个发送和 M_R 个接收天线的频率平坦针孔退化 MIMO 信道。这样的信道可以被建模为(参阅第 3 章)

$$\mathbf{H} = \mathbf{h}_r \mathbf{h}_t^T \quad (5.61)$$

其中 \mathbf{h}_r 和 \mathbf{h}_t 都分别是 $M_R \times 1$ 和 $M_T \times 1$ 维的 \mathbf{h}_w 向量。在第 4 章我们看到退化信道是秩为 1 的,并且比起相应的 \mathbf{H}_w 信道,它的容量低得多。在这一节我们看到分集重数也是严格受限的。

由式(5.54),对 Alamouti 编码的具体信道实现的错误概率按照下式给出上界

$$P_e \leq \bar{N}_e e^{-\frac{\rho d_{\min}^2 \|\mathbf{H}\|_F^2}{4M_T}} \quad (5.62)$$

注意对退化信道有 $\|\mathbf{H}\|_F^2 = \|\mathbf{h}_r\|_F^2 \|\mathbf{h}_t\|_F^2$,且 $\|\mathbf{h}_r\|_F^2$ 和 $\|\mathbf{h}_t\|_F^2$ 都是 Chi-squared 随机变量。平均错误概率由下式给出上界

$$\bar{P}_e \leq \mathcal{E} \left\{ \bar{N}_e e^{-\frac{\rho d_{\min}^2 \|\mathbf{H}\|_F^2}{4M_T}} \right\} \quad (5.63)$$

对 $M_T=1$,平均误符号率由下式给出上界

$$\bar{P}_e \leq \frac{e^{\frac{1}{\gamma}} \Gamma(1-M_R, 1/\gamma)}{\gamma^{M_R}} \quad (5.64)$$

对 $M_T=2$ 有

$$\bar{P}_e \leq \frac{e^{\frac{1}{\gamma}}}{\gamma^{M_R}} \left[\Gamma\left(2-M_R, \frac{1}{\gamma}\right) - \frac{1}{\gamma} \Gamma\left(1-M_R, \frac{1}{\gamma}\right) \right] \quad (5.65)$$

其中 $\gamma = (\rho/4M_T)d_{\min}^2$,且 $\Gamma(a, b) = \int_b^\infty t^{a-1} e^{-t} dt$ 是不完全 Gamma 函数。

图 5.11 比较了在退化信道和 \mathbf{H}_w 信道中对几种天线配置的误符号率曲线。退化信道的分集重数比相应的 \mathbf{H}_w 信道的低得多,它等于 $\min(M_T, M_R)$ 。更多细节请参阅 [Venkatesh *et al.*, 2002]。

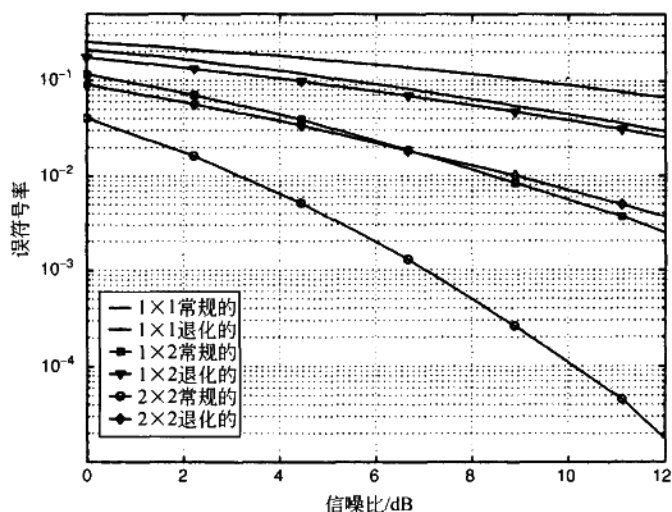


图 5.11 退化信道和 H_w 信道中误符号率对信噪比。与 H_w 信道的 $M_T M_R$ 相比,退化信道的分集重数是 $\min(M_T, M_R)$ 。

5.7 空间分集和路径分集结合

在信道中有明显延迟扩展的情况中,也可以从多路径获取分集来得到空间分集和路径(或频率)分集。现在分析频率选择性 SIMO 信道的分集性能,后面将总结对 MISO 信道和 MIMO 信道的结论。有延迟扩展的 SIMO 信道(参阅 3.7.3 节)由 $h_i[l]$ ($l=0,1,2,\dots,L-1$) 描述,其中 i ($i=1,2,\dots,M_R$) 是接收天线索引, l 是抽头索引。同样地, SIMO 是 $M_R \times 1$ 向量 $\mathbf{h}[l]$, 它的元素是 $h_i[l]$ 。

注意到即使基本多路径是不相关的(第 2 章的非相关散射假设),由于脉冲成形和匹配滤波,给定天线上采样信道 $h_i[l]$ 的时间抽头通常是相关的。只有当基本多路径是符号间距,且脉冲成形和匹配滤波的结合满足 Nyquist 准则并且采样相位是正确对齐的时候,采样的信道抽头才会是非相关的。对一个给定抽头,天线端的信道将有相关性,取决于角度扩展和天线间距(参阅第 3 章)。

要消除符号间干扰的影响,我们考虑对单发送脉冲的在接收端的匹配滤波器(MF),并且研究它的误符号率,假设符号间干扰已被消除。这就是用来限制性能上界的众所周知的匹配滤波器界(MFB)。我们暂时重定义 \mathbf{h} 为 $M_R L \times 1$ 向量,由下式给出

$$\mathbf{h}^T = [\mathbf{h}[0]^T \cdots \mathbf{h}[L-1]^T] \quad (5.66)$$

匹配滤波器接收端的分集性能由特征值 $\lambda_i(\mathbf{R})$ 控制, 其中 $\mathbf{R} = \mathcal{E}\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\}$ 与 5.6.1 节中的分析类似。显然, 最大的可能分集重数是 $M_R L$ 。

图 5.12 绘制了匹配滤波器范围情况的误符号率对信噪比。假设 $M_R = 2$, 二进制相移键控调制, 超过带宽 30% 的升余弦脉冲成形, 并且信道在天线中是非相关的。要考虑三种情况: (a) 没有延迟扩展, (b) 一个双抽头物理信道, $T_s/4$ 抽头间隔, 平均功率, (c) 一个双抽头物理信道, T_s 抽头间隔, 平均功率。清楚地, 分集重数随延迟扩展而改善。在 T_s 抽头间隔的情况下我们达到 $M_R L = 4$ 重数的分集。

对 MISO 的情况, 空间和频率选择性信道的分集重数由 $M_T L$ 界定范围。但是, 如果发送端未知信道我们会失掉阵列增益 [Lindskog and Paulraj, 2000]。同样, 在 MIMO 的情况下, 可达到的分集重数是 $M_T M_R L$, 如果发送端未知信道就失掉发送阵列增益。

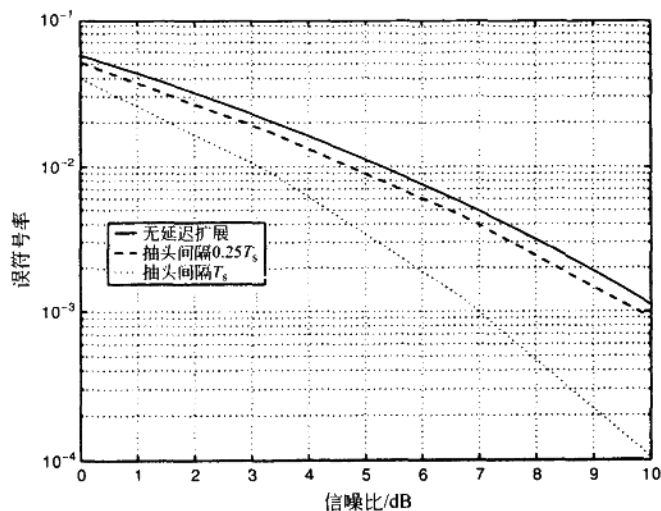


图 5.12 频率选择性衰落对 SIMO ($M_R = 2$) 信道的分集性能的影响。当物理信道抽头的间隔从 $T_s/4$ 增加到 T_s 时分集性能改善了。

5.8 间接发送分集

到目前为止我们已经讨论了直接获取 MIMO 中固有的空间分集的分集方案。在时间或频率选择性信道(时/频分集)中 SISO 数据传送的分集方案已经被充分研究了 [Biglieri *et al.*, 1991]。本节, 我们将看到怎样把空间分集转变成时/频分集, 使用标准技术可以很方便的利用它们(比如前向纠错(FEC)和交织)。我们讨论两种情况: 延迟分集, 把空间分集转

换到频率分集；相位-滚动分集，把空间分集转换到时间分集。

5.8.1 延迟分集

假设 $M_T = 2$ 且 $M_R = 1$ (也就是说，一个 MISO 信道)。延迟分集技术 [Seshadri and Winters, 1994] 把可用的空间分集转换到频率分集，通过从第一个天线发送数据信号，并从第二个天线发送同样信号的延迟复本 (见图 5.13)。

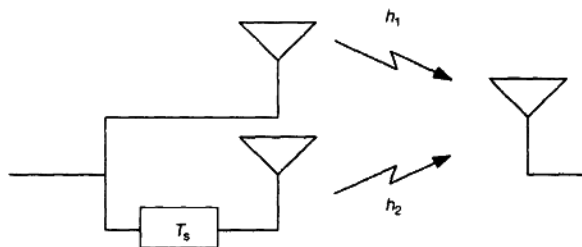


图 5.13 延迟分集示意图——发送端的空间选择性信道被转换成接收端的频率选择性信道。

假设延迟是一个符号周期，发送数据信号看到的有效信道是一个 SISO，由下式给出

$$h[i] = h_1 \delta[i] + h_2 \delta[i-1], \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (5.67)$$

其中 h_1 和 h_2 分别是发送天线 1 和 2 与接收天线之间的信道增益。假设 h_1 和 h_2 是有单位方差的独立同分布零均值循环对称复高斯随机变量。这样的信道看起来确实很像双路径 (符号间距的) SISO 信道，这个 SISO 信道有独立的路径衰落和等值的平均路径能量。一个最大似然检测器可以在接收端获得完全的二重分集 (参阅 6.3.3 节)。

5.8.2 相位-滚动分集

[Hiroike *et al.*, 1992] 首先介绍了把空间分集转换成时间分集的间接传送分集技术。假设 $M_T = 2$ 且 $M_R = 1$ 。编码和调制之后，数据信号从第一个天线发出，同时同样信号的一个频移 (相位旋转) 形式从第二个天线发出 (见图 5.14)。

时域中的有效信道是一个 SISO 信道，由下式给出

$$h[k] = h_1 + h_2 e^{j2\pi k\theta}, \quad k = 0, 1, 2, \dots \quad (5.68)$$

其中 $\theta (|0| < 1/2)$ 是第二个天线上引入的频率偏移。再假设 h_1 和 h_2 是独立同分布复 Gaussian 随机变量。要知道空间分集是怎样转换成时间分集的，计算信道的时间相关函数，即 $R_k[\Delta k] = \frac{1}{2} \mathcal{E} \{h[k]h^*[k+\Delta k]\}$ 。利用式 (5.68) 有

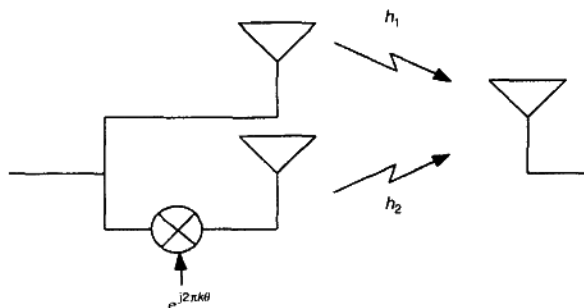


图 5.14 相位-滚动分集示意图——发送端的空间选择性信道被转换成接收端的时间选择性信道。

$$R_k[\Delta k] = \frac{1}{2}(1 + e^{-j2\pi\Delta k\theta}) \quad (5.69)$$

如果 $\Delta k\theta = \frac{1}{2}, \frac{3}{2}, \frac{5}{2}, \dots$ 那么 $R_k[\Delta k] = 0$, 且分布间隔为 Δk 符号间隔的符号将经历独立衰落。得到的时间分集可以通过使用前向纠错与时间交织结合来加以利用, 正如在时间选择性衰落信道中所做的一样。

5.9 空-时-频选择性衰落信道的分集

表现出空间(发送-发送)-时间-频率选择性衰落的信道在无线链接可利用的所有四个维度中都能提供分集。调制解调器所获得的实际分集取决于链接中可用的(或固有的)分集, 编码和调制策略, 和接收机设计。信道中可用分集由码字维数和相干参数决定。码字维数是发送(M_T)和接收(M_R)天线的数目, 码字的持续时间(T)和信号带宽(B)。信道的相干参数是相干时间(T_C), 相干带宽(B_C)和相干距离(D_C), 在第 2 章中有定义。码字能在持续时间 T 中捕获的时间中的独立的分集分支的数目是 T/T_C 。同样, B/B_C 是独立频率分集分支的数目。在空间中, 可用的分集分支取决于天线数目和发送-接收天线阵列的拓扑结构。反过来这又要取决于至少一个天线上占用的填充因子或相干距离(范围)的数目。图 5.15 中是一个三元接收阵列怎样能有一个, 两个或是三个可用分集重数。注意相干环不需要如图中一样是圆形的(在圆柱形全向信道中适用)且通常是椭圆的或者甚至不那么规则。如果 P_R 代表接收阵列的填充因子, 那么可用的分集就是 M_R/P_R 。同样的评价也适用于可用发送分集和填充因子 P_T 。此外, 即使 $P_T = P_R = 1$, 也就是说, 天线是独立衰落的, 要获取所有的 $M_T M_R$ 重数的分集, 必须满足两个条件: (a) 对每一个发送天线, M_R 个接收天线必须表现出独立衰落, 即接收天线必须分布间距为 D_C (在接收端); (b) 对每一个接收天线, M_T 个

发送天线必须表现出独立衰落,即发送天线必须分布间距为 D_c (在发送端)。信道为一个码字传播经过持续时间 T , 带宽 B , M_T 个发送天线和 M_R 个接收天线提供的可用分集由下式给出(见图 5.16)

$$\text{可用分集} \leq \frac{T}{T_c} \times \frac{B}{B_c} \times \frac{M_T}{P_T} \times \frac{M_R}{P_R} \quad (5.70)$$

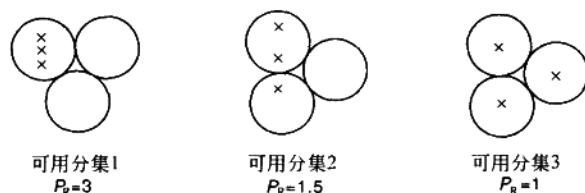


图 5.15 在三元阵列中的填充因子 P_R 和可用分集。圆的直径等于相干距离 D_c , \times 表示一个天线位置。

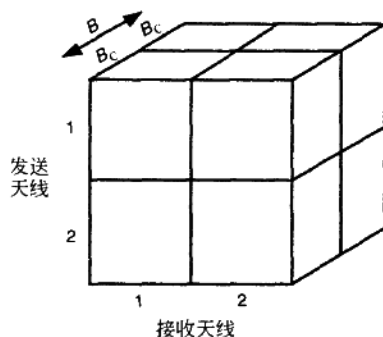


图 5.16 $M_R = M_T = 2$, $B/B_c = 2$ 的空时信道的分集构成示意图。每个内部方块代表一个分集维数。

只有当空间、时间和频率维度中所有衰落的完全独立性时,式(5.70)才能取等(更多细节参阅[Sayed and Veeravalli, 2002])。

调制解调器实现的实际分集取决于码字设计和接收机设计,并且是明确地由可用分集限定其上界。接下来的第 6 章和第 7 章给出最大化实际分集的码字和接收机设计的详细讨论。

6.1 引言

这一章着重介绍怎样利用编码在空间和时间中最大化链接性能。当然,我们的主要目标是使链接吞吐量最大且错误最少。这些目标可以转化成支撑性能的准则,比如信号速率(单位是 bps/Hz 或每次发送的比特数)、分集增益(或分集重数,为错误对信噪比曲线的斜率)、编码增益(由增加有效信噪比的编码设计而来)和阵列增益(由同样能增加有效信噪比的天线组合而来)。本章中假设发送端未知信道信息的块衰落。关注:(a)改善错误性能——这就意味着由第 5 章所知的最大化分集是由 MIMO H_w 信道中的 $M_T M_R$ 来界定上界的;(b)增长的编码增益,取决于码的最小距离;(c)增长的阵列增益,由 M_R 界定上界。本章讨论多种空时编码方案,这些方案支持速率,分集和编码/阵列增益之间的不同折衷。我们的表述着重于用单载波调制来优化平均错误率性能。

在本章的开始首先简单讨论编码结构并且介绍用来对不同编码方案进行区分的速率定义,这些方案本书后面将会用到。接着,介绍着重于获取 $M_T M_R$ 重分集方案的空时编码技术,阐明编码构造准则以获取分集增益和编码增益[Tarokh *et al.*, 1998]。介绍两种空时分集编码形式:(a)空时格码(STTC),其中码有格定义;(b)空时块码(STBC),其中有更合适的块描述。有许多例子来帮助读者弄清概念和形成直观印象。接下来把有完全空间速率(M_T)的空间复用作为空时编码的特殊情况进行介绍,并介绍一些常用的空间复用编码结构。推广空时编码设计以允许最多达 M_T 的任意空间速率,并且讨论一种空时块码方案[Heath *et al.*, 2001; Heath and Paulraj, 2002]作为示例。

然后集中介绍在频率选择性信道中使用单载波调制的空时编码。可以看到,保证完全空时分集的编码设计准则是和在平坦衰落的情况中类似的。并且将讨论对频率选择性信道的推广了的延迟分集方案,和把 Alamouti 空时编码拓展到频率选择性信道的 Lindskog-Paulraj 方案。

6.2 编码和交织结构

现在对在多天线中的传送提出一个通用的编码结构。见图 6.1, qK 比特的块输入到一个完成时间编码, 交织和符号映射的功能块。处理中要加上 $q(N-K)$ 个奇偶位并输出 N 个符号。 2^q 是调制阶数(比如, 若使用 4-正交幅度调制则为 4)。现在 N 个符号输入到一个空时编码器, 加上一个附加的 $M_T T - N$ 个奇偶符号并把得到的 $M_T T$ 个符号装入一个长度为 T 的 $M_T \times T$ 的帧中。然后块/帧就在 T 个符号周期中被传送, 在本章中被引为空时码字。信道上的信号(数据)率明显是 qK/T 比特/传送, 并且如果想发送信号没有错误, 就不应该超过信道容量。要注意的是可以把信号速率重写成

$$\begin{aligned} \frac{qK}{T} &= q \left(\frac{qK}{qN} \right) \left(\frac{N}{T} \right) \\ &= q r_t r_s \end{aligned} \quad (6.1)$$

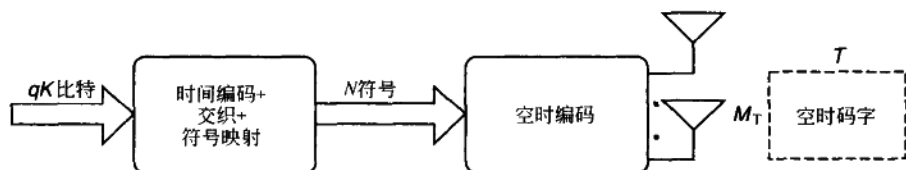


图 6.1 编码结构。信号速率是调制序号的对数(q), 时间编码率(r_t)和空间速率(r_s)之积。

这里 $r_t = qK/qN$ 是外部编码器的时间编码速率, $r_s = N/T$ 是空间编码率, 被定义为在 T 个符号周期中从 M_T 个天线发送的独立符号(由 N 个输入符号构造的)的平均数目。当所有的发送天线每个符号周期发送一个符号时我们有 $r_s = 1$ 。另一方面, 在空间复用中, 每个符号周期发送 M_T 个独立符号, 以得到 $r_s = M_T$ 。取决于空时编码的选择, 空间速率 r_s 在 0 到 M_T 之间变化。对下面讨论的某类编码, 比如空时格码之类, 符号映射和空时编码的功能合并到一个单一的块中。

一般的编码结构无疑是面向块的, 但是它对卷积或格编码方案也同样适用, 其中块是用速率和其他合适量度来适当定义的, 而不是根据块大小。

空时编码可以通常利用级联编码思想来有效利用不同编码的纠错行为(在实际 MIMO 系统中使用级联编码的细节请参阅[Sampath *et al.*, 2002])。普通的多天线编码(比如 V-BLAST)通常在总的编码体制之内使用并联分级(单输入流和单输出流)编码, 并且为了解码, 每个流是在接收端分别接入的。原则上, 任何分级编码/解码, 包括 turbo 码, 都可以在

这种方案中使用。在衰落 MIMO 信道中的编码构造的更深理解是一个活跃的研究领域。参阅 12.5 节末的评论。

交织

交织是用来在码字中扩展由于衰落引起的突发错误或约束长度,以改善纠错性能。忽略时间选择性和频率选择性衰落(对这里讨论的单载波情况而言),空时编码中的交织是由减小发送天线中的空间选择性衰落的需要推动的,并且对利用所有可用空间分集是绝对有必要的。第 6.3.3 节中讨论的空时分集编码有一个内在形式,这种形式中空间交织被嵌入到编码体制中,也就是说,空时编码有空间交织器嵌入到编码结构中来利用完全 $M_T M_R$ 重数的分集。空间交织还可以通过流旋转和空间复用一起使用,在第 6.3.5 节中讨论。

6.3 频率平坦信道的空时编码

这一节将推导空时分集编码著名的秩和行列式准则[Tarokh *et al.*, 1998](假设发送端未知信道)。

6.3.1 信号模型

考虑一个有 M_T 个发送天线和 M_R 个接收天线的 MIMO 系统。假设要传送的信息比特流被编码到一个 $M_T \times T$ 维的空时码字中,其中 T 是块长度,码字由来自于单位平均能量星座的数据符号组成。我们用 $S = [s[1]s[2]\cdots s[T]]$ 代表空时码字,其中 $s[k] = [s_1[k]\cdots s_{M_T}[k]]^T$,是在第 k 个符号周期中传送的向量符号。信道被假定为准静态平坦衰落的独立同分布高斯分布,也就是说,信道在空时码字的长度中都保持不变。由第 3 章信号模型

$$y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} s[k] + n[k], \quad k = 1, 2, \dots, T \quad (6.2)$$

其中 E_s 是一个符号周期中发送端可用的总平均能量。 \mathbf{H} 是 $M_R \times M_T$ 的信道传输函数, $n[k]$ 是协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}_{M_R}$ 的零均值循环对称复高斯噪声向量。在码字中的所有的 T 个接收向量符号可以堆栈起来得到

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (6.3)$$

其中 $\mathbf{Y} = [y[1]y[2]\cdots y[T]]$ 和 $\mathbf{N} = [n[1]n[2]\cdots n[T]]$ 是大小为 $M_R \times T$ 的矩阵。

解码

假设接收端使用基于完全信道信息的最大似然检测标准。估计的码字为

$$\begin{aligned}\hat{S} &= \arg \min_s \|Y - HS\|_F^2 \\ &= \arg \min_s \sum_{k=1}^T \left\| y[k] - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} Hs[k] \right\|_F^2\end{aligned}\quad (6.4)$$

这里在所有的可接收的码字 S 上进行最小化。当接收端从可能的码字中, 把一个发送码字错当成另一个时, 就会发生错误。

6.3.2 空时码字设计准则

假设发送了一个码字 $S^{(i)}$ 。假设根据式(6.4)接收端构造了一个发送码字的最大似然估计, 在接收端已知信道信息的情况下, 接收端把发送码字 $S^{(i)}$ 错当成 $S^{(j)}$ 的概率(又引为成对错误概率)为

$$\begin{aligned}P(S^{(i)} \rightarrow S^{(j)} | H) &= Q \left(\sqrt{\frac{E_s \|H(S^{(i)} - S^{(j)})\|_F^2}{2M_T N_o}} \right) \\ &= Q \left(\sqrt{\frac{\rho \|HE_{i,j}\|_F^2}{2M_T}} \right)\end{aligned}\quad (6.5)$$

其中, $E_{i,j} = S^{(i)} - S^{(j)}$ 是 $M_T \times T$ 的码字差分矩阵, $\rho = E_s/N_o$ 是信噪比。应用 Chernoff 界, 我们有

$$P(S^{(i)} \rightarrow S^{(j)} | H) \leq e^{-\frac{\rho \|HE_{i,j}\|_F^2}{4M_T}} \quad (6.6)$$

设 $h_i (i=1, 2, \dots, M_R)$ 为 H 的行。那么 $\|HE_{i,j}\|_F^2$ 可以被重写为

$$\begin{aligned}\|HE_{i,j}\|_F^2 &= \sum_{i=1}^{M_R} h_i E_{i,j} E_{i,j}^H h_i^H \\ &= \|\mathcal{H} \mathcal{E}_{i,j}\|_F^2\end{aligned}\quad (6.7)$$

其中 $\mathcal{E}_{i,j} = I_{M_R} \otimes E_{i,j}$, $\mathcal{H} = \text{vec}(H^T)^T$ 。合并式(6.6)和式(6.7), 在所有信道实现上平均的成对错误概率由下式给出上界

$$P(S^{(i)} \rightarrow S^{(j)}) \leq \frac{1}{\det \left(I_{M_R M_T} + \frac{\rho}{4M_T} \mathcal{E} \{ \mathcal{E}_{i,j}^H \mathcal{H}^H \mathcal{H} \mathcal{E}_{i,j} \} \right)} \quad (6.8)$$

因 \mathcal{H} 是一个高斯向量 ($1 \times M_R M_T$ 维的)。假设 $H = H_w$, 直接的处理得到

$$P(S^{(i)} \rightarrow S^{(j)}) \leq \left(\frac{1}{\det \left(I_{M_T} + \frac{\rho}{4M_T} E_{i,j} E_{i,j}^H \right)} \right)^{M_R} \quad (6.9)$$

可以重写为

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \prod_{k=1}^{r(\mathbf{G}_{i,j})} \left(\frac{1}{1 + \rho \lambda_k(\mathbf{G}_{i,j}) / 4M_T} \right)^{M_R} \quad (6.10)$$

其中 $\lambda_k(\mathbf{G}_{i,j}) (k=1, 2, \dots, r(\mathbf{G}_{i,j}))$ 是 $\mathbf{G}_{i,j} = \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ 的非零特征值。在高信噪比 ($\rho \gg 1$) 下, 式(6.10)可以进一步简化为

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \frac{1}{\left(\prod_{k=1}^{r(\mathbf{G}_{i,j})} \lambda_k(\mathbf{G}_{i,j}) \right)^{M_R}} \left(\frac{\rho}{4M_T} \right)^{-r(\mathbf{G}_{i,j})M_R} \quad (6.11)$$

式(6.11)带我们到两个著名的空时码字构造准则面前, 也就是“秩准则”和“行列式准则” [Tarokh *et al.*, 1998]。在下面的讨论中将更进一步检验这些准则。

秩准则

秩准则优化由空时编码获取的空间分集。由式(6.11)可见空时编码获取 $r(\mathbf{G}_{i,j})M_R$ 重数的分集 ($r(\mathbf{G}_{i,j})$ 是 $\mathbf{G}_{i,j}$ 的秩)。显然, 要获取 $M_T M_R$ 的完全空间分集增益, 编码设计应该使任意码字矩阵对 $\mathbf{S}^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(j)}$ 之间的差分矩阵成满秩 ($r(\mathbf{G}_{i,j}) = M_T$)。

行列式准则

行列式准则优化了编码增益。由式(6.11)可以清楚地看到, 编码增益取决于项 $\prod_{k=1}^{r(\mathbf{G}_{i,j})} \lambda_k(\mathbf{G}_{i,j})$ 。因此, 要得到高的编码增益, 就应该最大化所有可能的码字矩阵对 $\mathbf{S}^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(j)}$ 中 $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ 的行列式的最小值。行列式准则为最大化编码增益提供了规则。但是, 它并不提供真实编码增益的精确估计。

任意分集重数的设计准则可以在 [Tarokh *et al.*, 1998] 中找到。通过空时编码获取完全分集重数只要求满足秩准则。

6.3.3 空时分集编码 ($r_s \leq 1$)

这一节中我们讨论两种空时分集编码——空时格码 (STTC) 和空时块码 (STBC), 它们在 $r_s \leq 1$ 的情况下获取完全分集重数 ($M_T M_R$)。

空时格码 (STTC)

空时格码是传统格码 [Biglieri *et al.*, 1991] 对多天线系统的一个扩展。可以设计这些编码来使用前面提到的准则以获取分集增益和编码增益。在 [Hammons and El Gamal, 2000] 中讨论了确认空时格码的二进制准则, 它能得到完全空间分集。使用格可以描述每一

个空时格码。每一个结点左边有 A 组符号(A 是星座大小),每一组由 M_T 个项组成。每一组是一个给定的符号输入相应的输出。每一组中的 M_T 个项对应着要从 M_T 个天线发送的符号。这个描述通过图 6.2 进一步的阐明。

图 6.2 是一个简单的 4-正交幅度调制,四状态格码的格图,其 $M_T=2$,速率为 2bps/Hz。对应着四个状态,格有四个结点。因为有四个可能的输入(4-正交幅度调制星座),所以在每个结点的左边有四组符号。对应着要通过两个发送天线输出的符号,每组有两个项。例如,当输入是第三个符号时,02(第一个结点的第三个项)对应着分别要从天线 1 和天线 2 输出的符号 2 和 0。输出 0,1,2 和 3 分别映射到数据符号 1, j , -1 和 $-j$ 。在每一帧(块)的开始和结束,要求编码器处于零状态。以零状态开始,如果进入的两位是 10,那么编码器在天线 1 上输出 2,在天线 2 上输出 0,并且把状态变成状态 2。

图 6.3 是八个状态的 4-正交幅度调制,空时格码的格图。以图 6.2 中描述的方式来理解此图。编码已经手动设计出来,以使给定速率,分集重数,星座下,编码增益最大化,且解码最简易[Tarokh *et al.*, 1998]。

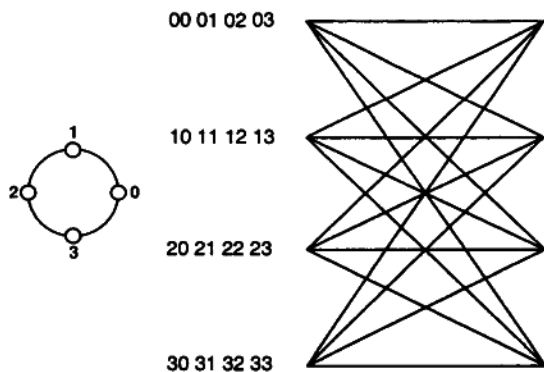


图 6.2 一个 4-正交幅度调制(4-QAM),四状态格码的格图,其 $M_T=2$,速率为 2bps/Hz。

发送的帧在接收端使用最大似然序列估计(MLSE)解码,最大似然序列估计使用的是 Viterbi 算法。图 6.4 和图 6.5 中,把误帧率(每一帧由 130 次传送组成)作为信噪比的函数,对图 6.2 和图 6.3 中介绍的格码,以及分别带有一个和两个接收天线的系统的误帧率进行了比较。这就说明了状态数量的增加带来了编码增益的增加。编码增益看起来还随接收天线的数量而增长(其中一部分是由经过多接收天线的阵列增益造成的)。进而,由双接收天线系统实现的分集重数是单接收天线系统的两倍。

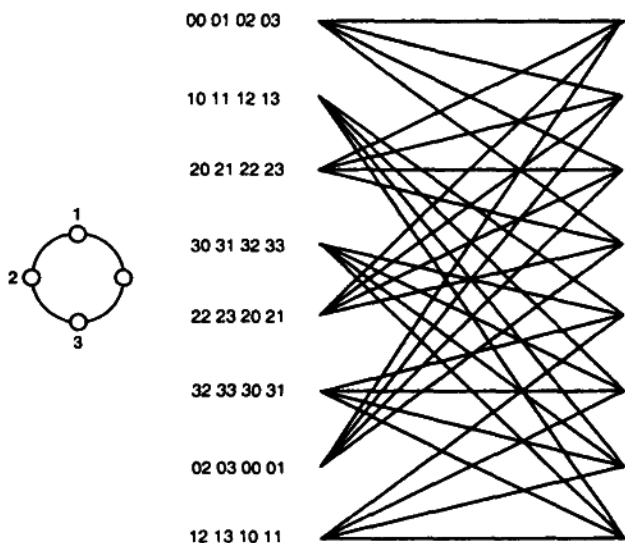


图 6.3 4-正交幅度调制(4-QAM),八个状态的格码的格图,其 $M_T=2$, 速率为 2bps/Hz。

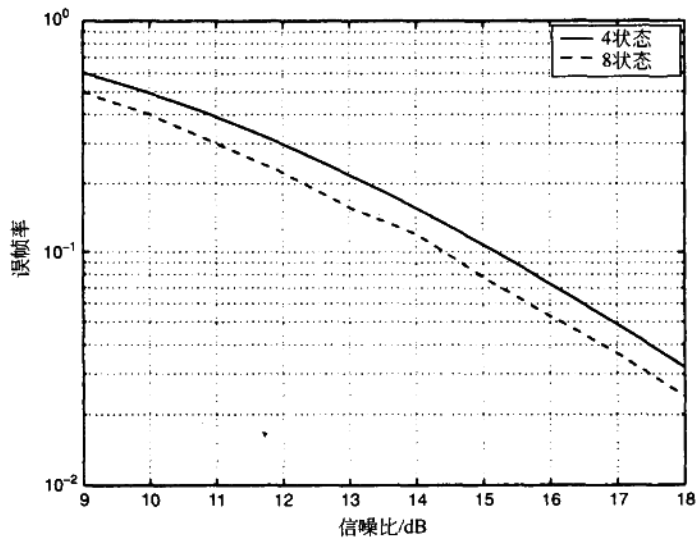


图 6.4 对 $M_T=2, M_K=1$ 的四状态和八状态格码的误帧率性能的比较。随状态数的增长编码增益增加。

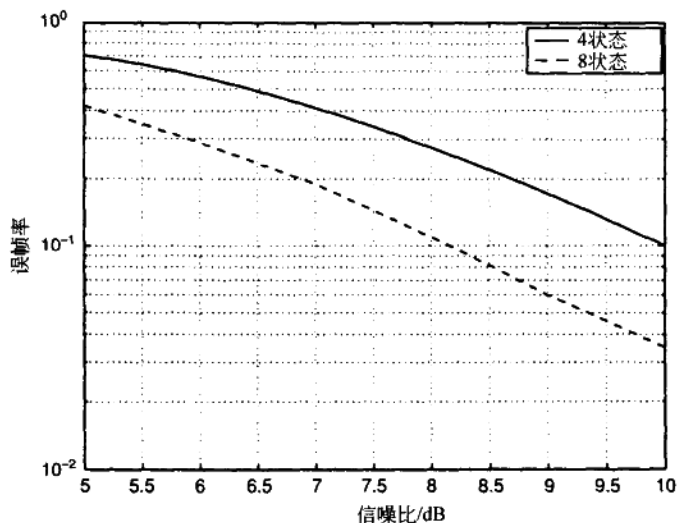


图 6.5 对 $M_T=2, M_R=1$ 的四状态和八状态格码的误帧率性能的比较。两种编码中都实现了四重分集。

作为空时格码的延迟分集

第 5 章中讨论的延迟分集机制可以被重写为一个空时格码。假设一个有 2 个发送天线和单接收天线的系统。延迟分集传送包括在一个天线上发送符号流,并在第二个天线上发送延迟一个符号的符号流副本。图 6.6 是延迟分集编码的格图,这个延迟分集编码是对 2 发送天线系统中的 8 相移键控(8-PSK)发送的。

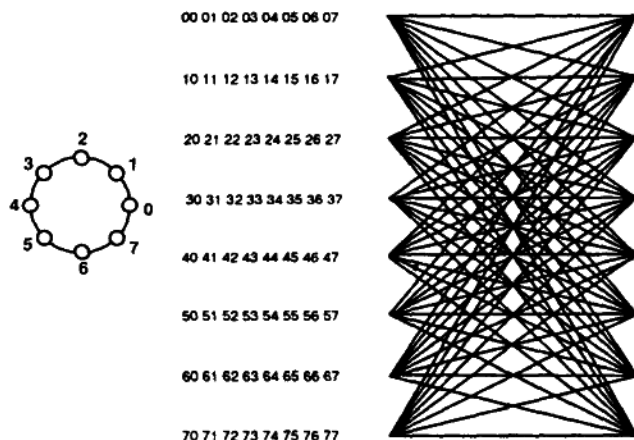


图 6.6 8 相移键控(8-PSK)且 $M_T=2$ 的延迟分集编码的格图。

注意到两个发送天线上 T 个数据符号 $s_i (i=1, 2, \dots, T)$ 的延迟分集传送的空时码字可以表达为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & \cdots & s_T & 0 \\ 0 & s_1 & s_2 & s_3 & \cdots & s_{T-1} & s_T \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

很容易证明式(6.12)中介绍的所有可能码字差分矩阵秩都为 2。因此,应用第 6.3.2 节介绍的空时(ST)码字设计的秩准则,延迟传送获取了 $2M_R$ 的完全分集重数。

空时格码是获得分集的有效方法。但是,对空时格码解码的计算复杂度随状态数的增加而呈指数增长。相反的,结合第 5 章中介绍 Alamouti 方案的编码/解码比上面所述的空时格码更简单。因此在简易性和性能方面 Alamouti 方案更吸引人,接下来就讨论把 Alamouti 类型的方案扩展到两个以上发送天线的系统中。

正交设计的空时块码

我们从前面讨论过的秩准则和行列式准则研究 Alamouti 方案[Alamouti, 1998]的性能。回顾第 5 章,假设要发送符号 s_1 和 s_2 ,在第一个符号周期 Alamouti 方案分别从天线 1 和 2 发送符号 s_1 和 s_2 ,接着在第二个周期分别从天线 1 和 2 发送 $-s_2^*$ 和 s_1^* 。因此,发送的空时码字可以表示成

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

很容易证明任意码字对之间的码字差分矩阵,比如 $\mathbf{S}^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(j)}$,是如下形式的

$$\mathbf{E}_{i,j} = \begin{bmatrix} e_1 & -e_2^* \\ e_2 & e_1^* \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

显然, $\mathbf{E}_{i,j}$ 是一个带有两个非零的有相同幅值特征值(秩为 2)的正交矩阵。所以 Alamouti 方案产生完全的分集,这里 M_R 是接收天线的数量。更为重要的是,发送信号的结构是,有效信道呈现正交,而不管信道的实现,这样就把本应复杂的向量最大似然检测分解成了如第 5 章中介绍过的更简单的标量检测。回顾接收端输出是

$$y_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}\|_F^2 s_i + n_i, \quad i = 1, 2 \quad (6.15)$$

其中, y_i 是对应于发送符号 s_i 的标量处理接收信号, n_i 是方差为 $\|\mathbf{H}\|_F^2 N_0$ 的零均值循环对称复高斯噪声。

Alamouti 类型方案($M_T=2$)的空时编码构造可以推广到对 $M_T>2$ 的正交设计。实际上,利用对 Hurwitz-Radon 问题[Radon, 1922]的解决,实星座的正交空时码字可以为带有任意发送天线数量的系统而设计[Tarokh et al., 1999b]。例如对 $M_T=4$ 的正交设计是

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

其中符号 s_1, s_2, s_3 和 s_4 都是来自于实星座。很容易证明任何两个码字, 比如 $\mathbf{S}^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(j)}$, 之间的差异是一个正交矩阵 $\mathbf{E}_{i,j}$ 。根据式 (6.11), 在高信噪比区域, 一个正交空时块码 (OSTBC) 的平均成对错误概率是

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \left(\frac{M_T}{\|\mathbf{E}_{i,j}\|_F^2} \right)^{M_T M_R} \left(\frac{\rho}{4M_T} \right)^{-M_T M_R} \quad (6.17)$$

显然, 正交空时块码获取了 $M_T M_R$ 的完全分集增益。进而, 在接收端简单的线性处理把向量检测问题分解成了简单的标量检测问题, 类似式 (6.15) 的对 Alamouti 方案的输入输出关系。到目前为止讨论的空时编码的空间速率是 1。

在复星座的情况下, 我们知道 [Tarokh *et al.*, 1999b; Ganesan and Stoica, 2001; Wang and Xia, 2002] 对有两个以上发送天线的系统不存在空间速率为 1 的正交设计。Alamouti 方案是对 2 个发送天线系统的速率为 1 的设计。但是, 对任意数量的发送天线, 存在速率小于或等于 $\frac{1}{2}$ 的正交设计。下面是三天线系统的速率为 $\frac{1}{2}$ 的正交设计:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 & s_1^* & -s_2^* & -s_3^* & -s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* & -s_3^* \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 & s_3^* & -s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (6.18)$$

我们知道对有三个或四个发送天线的系统存在速率大于 $\frac{1}{2}$ 的正交空时块码。对一个三发送天线系统, 一个 $r_s = 3/4$ 的这种码是

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ s_2 & s_1^* & \frac{s_3^*}{\sqrt{2}} & -\frac{s_3^*}{\sqrt{2}} \\ \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{s_3}{\sqrt{2}} & \frac{-s_1 - s_1^* + s_2 - s_2^*}{2} & \frac{s_2 + s_2^* + s_1 - s_1^*}{2} \end{bmatrix} \quad (6.19)$$

上述码的一种更简单的形式在 [Ganesan and Stoica, 2001] 中有介绍。[Papadakis and Foschini, 2001; Jafarkhani, 2001; Sharma and Papadakis, 2002] 中提出了更高速率的准正交空时码。虽然由于较低的实现和解码复杂度, 正交空时块码比较吸引人, 但优化准则和行列式准则的空时格码的设计将胜过它。然而, 在误码性能方面, 级联有标准加性高斯白噪声

编码的正交空时块码可以优于一些众所周知的空时格码(以相同的发送功率和发送信号速率)[Sandhu *et al.*, 2001]。

迄今我们讨论了频率平坦 Rayleigh 衰落信道的空时编码。它们在相关的或 Ricean 信道或者在存在信道估计错误的情况下的性能可以在[Naguib *et al.*, 1998b; Fitz *et al.*, 1999; Tarokh *et al.*, 1999a, d; Bölcskei and Paulraj, 2000a; Uysal and Georgiades, 2001; Nabar *et al.*, 2002a, b]中找到。此外,要优化断线错误率性能而不是平均错误率性能的空时码字构造设计准则可以在[Gorokhov, 2001]中找到。发送天线分组来解码的空时编码在[Tarokh *et al.*, 1999c]中讨论。

6.3.4 性能讨论

正如在这章的引言中所说的一样,主要的性能量度是误码性能和发送信号速率。误码性能取决于分集重数和编码增益。秩准则为设计能提供完全空间分集的编码提供了有用工具。如果设计的正确,空时格码和空时块码都能达到 $M_T M_R$ 的分集。但是,正交空时块码不提供编码增益。相反地,一个设计恰当的空时格码将具有分集增益和编码增益。正交空时块码误码率曲线可以用作基准来估计多种空时格码的编码增益。如果使用多接收天线,在减去阵列增益时必须小心,因为(曲线的平移)效果是与编码增益的效果不可区别。我们的编码设计准则强调成对错误概率,就是码对之间的错误概率。通常我们必须使用最差情况下最近邻码对的成对错误概率来设计空时码。但是,真实错误率必须要考虑其他类型的错误事件(不一定是最近相邻的)还有它们的相对频率。因此基于成对错误概率的设计可能没有真正优化链接性能。一个更好的准则将是使用联合界,为错误率的上限。基于联合界和可选准则的空时码的分析可以在[Bouzekri and Miller, 2001; Sandhu, 2002; Biglieri, 2002]中找到。

6.3.5 作为空时码的空间复用($r_s = M_T$)

到目前为止我们已经讨论了空间速率 $r_s \leq 1$ 且分集重数为 $M_T M_R$ 的编码,这在 M_T 个发送天线上每个符号周期发送一个或更少的独立符号。本节考虑空间复用(SM),这里我们在每个符号周期发送 M_T 个独立符号。设计一个未编码空间复用方案,其中输入数据流是 $1 : M_T$ 的解复用信号,这些子流在 M_T 个天线上发送。

在未编码空间复用中(如上), $r_t = 1$ 且 $r_s = M_T$,产生一个 qM_T 位/发送的发送信号速率。接收端把每个接收到的信号向量作为码字来处理,也就是说, $T=1$,并在每个向量符号上进行最大似然解码。一旦注意到码字差矩阵 $E_{i,j}$ 现在是定义为 $E_{i,j} = s^{(i)} - s^{(j)}$ 的 $M_T \times 1$ 的向量,其中 $s^{(i)}$ 和 $s^{(j)}$ 是两个可能发送向量码字,那么性能分析就很容易得到了。另外, $E_{i,j}^H E_{i,j}$ 现在是一个秩为 1 的矩阵。将以上观察结果应用到式(6.11),我们可以把平均成对错误概率写成

$$P(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(j)}) \leq \frac{1}{\lambda(\mathbf{G}_{i,j})^{M_R}} \left(\frac{\rho}{4M_T} \right)^{-M_R} \quad (6.20)$$

其中由于 $\mathbf{G}_{i,j}$ 秩为 1, $\lambda(\mathbf{G}_{i,j}) = \mathbf{E}_{i,j}^H \mathbf{E}_{i,j}$ 。要注意分集重数是 M_R 。综上所述,没有编码的空间复用可以被认为是一个 M_R 重数分集的空间速率为 M_T 的空时码。使用最大似然解码的空间复用的性能在第 7 章中还要重新回顾,并带有关于次优接收机的附加讨论。接下来,我们简单介绍一下为空间复用使用的常用编码器结构。

水平编码(HE)

在水平编码中,比特流首先分解成 M_T 个分开的流(见图 6.7)。每个流经过独立的时间编码,交织和符号映射,并且从一个天线发送。空间速率明显是 $r_s = M_T$ 。因此发送信号速率是 $q r_s M_T$ 位/发送。水平编码(像未编码空间复用一样)可以最多达 M_R 重数的分集,因为任何给定的符号仅从一个发送天线发送,由 M_R 个接收天线接收。这是这种特定编码结构优越性的原因,但是它的确简化了接收机的设计。编码增益取决于时间编码的强度。可以获得 M_R 的阵列增益。

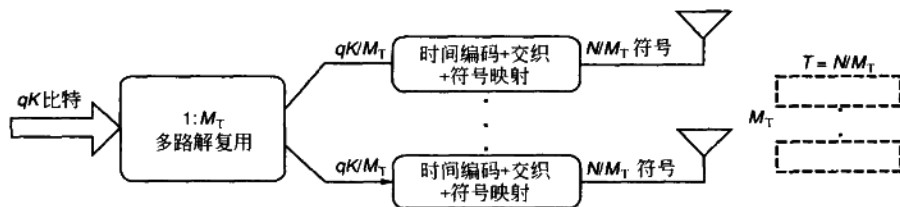


图 6.7 水平编码。这是一个次优编码技术,能获得最多 M_R 重数的分集。

垂直编码(VE)

在垂直编码中比特流经过时间编码,交织和符号映射,在这之后它被分解成在天线上发送的 M_T 个流(见图 6.8)。因为潜在的每个信息位都可以在所有天线中传播,所以这种编码形式可以达到最优。但是,垂直编码要求在接收端子流的联合解码,这将会是非常复杂的。

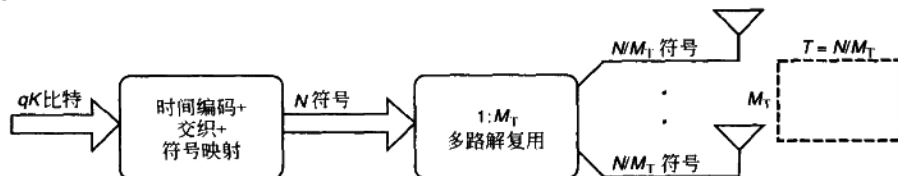


图 6.8 垂直编码允许信息位在所有的天线中传播。它通常要求复杂的解码技术。

空间速率是 $r_s = M_T$, 发送信号速率是 $qr_s M_T$ 位/发送。因为信息符号在一个以上的天线上传播, 垂直编码可以达到大于 M_R 的分集重数。比如, 如果我们使用一个平常重复码, 其 $r_s = 1/2$, 在第二个天线上重复发送延迟了一个符号周期的位/符号, 方案就变得与延迟分集(空时格码)相似了, 并且将会达到 $2M_R$ (对 $M_T = 2$) 的分集。编码增益将取决于时间编码设计, 且可以达到 M_R 的阵列增益。

上述方案的多种组合/变化都是可能的。下面我们讨论一个这样的发送技术(对角编码)。

对角编码(DE)

在对角编码中进入的数据流首先经过水平编码(见图 6.9), 在这之后每个码字被分离成帧/时隙。这些帧经过一个流旋转器, 它把帧以轮循的方式旋转, 这样比特流-天线的结合就是周期性循环的。使码字足够大可以保证来自于任意解复用流的码字可以在所有的 M_T 个天线传送。对角贝尔实验室分层空时(D-BLAST)[Foschini, 1996]传送技术遵循这种编码策略(包括一个没有传送发生的初始浪费的三角块(见图 6.10))。这个初始浪费是用来促使最佳解码的(参阅第 11 章)。空间速率是 M_T , 发送信号速率是 $qr_s M_T$ 位/发送。

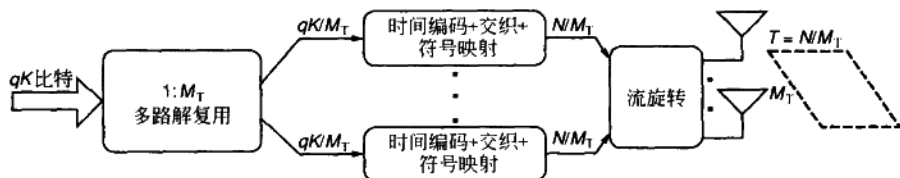


图 6.9 对角编码就是带有流旋转的水平编码。流旋转使信息位可以在所有天线中传播。对角贝尔实验室分层空时(D-BLAST)使用同样的编码。

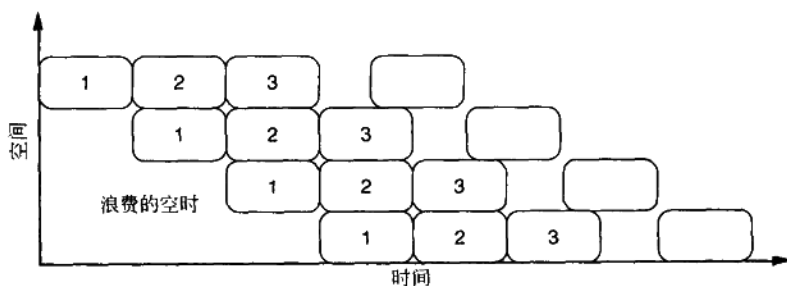


图 6.10 对角贝尔实验室分层空时(D-BLAST)编码——数字代表属于同一个码字的层。

如果带有流旋转的时间编码是最优的, 对角贝尔实验室分层空时码一样可以达到完全的 $M_T M_R$ 重分集(Gaussian 码本要求无限块大小)。编码增益将取决于时间编码设计且可

以达到 M_R 的阵列增益。对角分层空时编码方法的一种变体就是 [El Gamal and Hammons, 2001] 提出的线程空时码。这种情况下码字超过了一个对角带而扩展且回绕并延伸多个带。线程编码能潜在地提供改善的时间分集。这没有一次一个码字分层解码的优点, 并且需要多线程的联合解码, 所以实现起来更复杂。

6.3.6 居中速率的空时编码 ($1 < r_s < M_T$)

我们已经讨论过 $r_s \leq 1$ 和 $r_s = M_T$ 的空时编码机制。而 $1 < r_s < M_T$ 的空时编码是否有意义, 它们怎样才被促发就成为很自然的问题。另一点需要注意的是, 到目前为止开发空时码所需要的设计尺度 (秩和行列式准则) 都不是与编码机制的容量直接相关的。实际上, 当使用某一特别的编码选择时, 编码机制可以被认为是信道上的一个算符, 用来生成一个容量可以计算的新的有效信道。把两种尺度包括在设计过程中是研究的一个活跃领域。[Hassibi and Hochwald, 2001] 中提出的线性分散结构以遍历性容量最大化为目标, 通过矩阵调制和叠加, 在空间和时间中传播被发送的符号。[Heath *et al.*, 2001; Heath and Paulraj, 2002; Sandhu, 2002] 中讨论了类似的, 为分集和容量都最优而设计的方案。

下面, 我们讨论一种空时混合码, 它本质上是与 [Hassibi and Hochwald, 2001] 的线性分散结构类似, 提供从 1 到 M_T 范围的空间速率, 且在它的设计中明确包括了容量效率和分集/编码增益量度。

信号模型

输入的由 N 个复数据符号形成的 $N \times 1$ 的向量 s 由维度为 $M_T \times N$ 的码矩阵调制, 且在每个符号周期内在 $M_R \times M_T$ 的 H 信道上发送。假设有 T 个这样的相异矩阵 (码矩阵), 也就是说, 在时间 $1 \leq k \leq T$, 信号 $X[k]s$ 被发送, 其中 $X[k]$ 是第 k 个码矩阵。在 k 时刻接收到的符号向量是

$$y(k) = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} H X[k] s + n[k] \quad (6.21)$$

其中 $n[k]$ 是 $M_R \times 1$ 的零均值循环对称复高斯噪声向量, 所有其他的参数如前面所定义的不变。如果我们堆栈这 T 个接收向量, 我们就有一个块信号模型, 如下定义

$$\begin{bmatrix} y[1] \\ \vdots \\ y[T] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathcal{H} \begin{bmatrix} X[1] \\ \vdots \\ X[T] \end{bmatrix} s + \begin{bmatrix} n[1] \\ \vdots \\ n[T] \end{bmatrix} \quad (6.22)$$

或相当地

$$\mathcal{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathcal{H} \mathcal{X} s + \mathcal{N} \quad (6.23)$$

其中 $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}[1]^T \cdots \mathbf{y}[T]^T]^T$ 是 $M_R T \times 1$ 维的向量, $\mathbf{H} = \mathbf{I}_T \otimes \mathbf{H}$ 是 $M_R T \times M_T T$ 维的矩阵, $\mathbf{X} = [\mathbf{X}[1]^T \cdots \mathbf{X}[T]^T]^T$ 是 $M_T T \times N$ 维的矩阵, $\mathbf{N} = [\mathbf{n}[1]^T \cdots \mathbf{n}[T]^T]^T$ 是 $M_R T \times 1$ 维的堆栈的噪声向量。

空间速率

在 T 个符号周期的每一个块中,要发送 N 个独立符号,这样空间速率就是由 $r_s = N/T$ 给出。如果 $N = T$,就有空间速率为 1。 $N = TM_T$ 对应着 M_T (SM) 的空间速率。对 $T < N < TM_T$ 有 $1 < r_s < M_T$ 来对应在空时分集和空间复用两个极端之间的发送信号方式。

码设计

码设计包括确定构成码的矩阵 $\mathbf{X}[k]$ ($k = 1, 2, \dots, T$)。计算矩阵以使分集和遍历性容量都达到最大。利用前面陈述过的分析技术,可以看出平均成对错误概率,假定接收端完全已知信道,由下式给出上界

$$P(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(j)}) \leq \mathcal{E} \left\{ e^{-\frac{\rho}{4M_T} \|\mathbf{H}\mathbf{X}\mathbf{e}_{i,j}\|_F^2} \right\} \quad (6.24)$$

其中 $\mathbf{e}_{i,j} = \mathbf{s}^{(i)} - \mathbf{s}^{(j)}$ 。简化后得到

$$P(\mathbf{s}^{(i)} \rightarrow \mathbf{s}^{(j)}) \leq \frac{1}{\det(\mathbf{I}_{M_T M_R} + (\rho/4M_T) \mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{R})} \quad (6.25)$$

其中 $\mathbf{R} = \sum_{k=1}^T \mathbf{X}_k \mathbf{e}_{i,j} \mathbf{e}_{i,j}^H \mathbf{X}_k^H$ 。码的分集重数很清楚是

$$M_R \min r \left(\sum_{k=1}^T \mathbf{X}_k \mathbf{e}_{i,j} \mathbf{e}_{i,j}^H \mathbf{X}_k^H \right) \quad (6.26)$$

这里在所有可能码字错误向量 $\mathbf{e}_{i,j}$ 上都进行最小化。分集重数取决于对空间发送信号速率的选择,在 $M_R M_T$ 到 M_R 之间取值。此外,这种发送信号机制的遍历性容量可以根据下式进行优化

$$\bar{C} = \max_{\text{Tr}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) = M_T T} \frac{1}{T} \mathcal{E} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R T} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{X} \mathbf{X}^H \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (6.27)$$

这个分析用一个近似值(上界)来代替就能极大地简化。利用 Jensen 不等式,就可以根据下式选择码矩阵

$$\max_{\text{Tr}(\mathbf{X}^H \mathbf{X}) = M_T T} \frac{1}{T} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_N + \frac{\rho}{M_T} M_R \mathbf{X}^H \mathbf{X} \right) \quad (6.28)$$

式(6.28)的解满足 $\mathbf{X}^H \mathbf{X} = (M_T T/N) \mathbf{I}_N$, 意味着 \mathbf{X} 是一个紧框架。通过在这类矩阵中寻找能使式(6.26)最小因而使分集最大的矩阵来设计这种码。因此这种码是用分集和容量的成对尺度来设计的。注意几个矩阵可能由相同的(上界)遍历性容量。分集度量标准允许我们

选择既有好的吞吐量又有好的误码率性能的码。下面是这种码的举例,它有参数 $M_T=3$, $M_R=2$, $T=2$ 且 $N=4$, 对应于 $r_s=2$ 的空间速率

$$\mathbf{X}[1] = \begin{bmatrix} -0.0250 + 0.0991j & -0.3543 + 0.2061j & -0.1027 + 0.1441j & 0.1830 - 0.1459j \\ 0.3338 - 0.2626j & 0.1479 - 0.1324j & -0.0419 + 0.0670j & 0.0191 - 0.2380j \\ -0.0904 + 0.3446j & 0.1578 - 0.1835j & 0.2134 - 0.1749j & 0.3154 - 0.1131j \end{bmatrix} \quad (6.29)$$

$$\mathbf{X}[2] = \begin{bmatrix} -0.2202 + 0.2648j & -0.0701 - 0.1779j & -0.3267 + 0.2913j & -0.1392 - 0.1645j \\ 0.0059 - 0.1472j & 0.0458 - 0.2895j & 0.1988 + 0.3879j & 0.2581 - 0.1384j \\ -0.2047 + 0.0073j & 0.2387 + 0.2336j & -0.0031 + 0.0690j & -0.0556 - 0.3750j \end{bmatrix} \quad (6.30)$$

图 6.11 把这种码的性能与许多其他时间上未编码的发送信号方案,比如 Alamouti 编码方案和空间复用进行了比较。对于所有方案,空间速率和发送信号速率都分别保持在恒定的 2 和 4bps/Hz。优化的混合码($M_T=3, M_R=2$)优于所有其他方案并且接近第四重分集(与 Alamouti 码获得的斜率相似, $M_T=2, M_R=2$)。和最大似然接收端一起的空间复用(未编码)只达到第二重分集并且在更高信噪比时将次于 Alamouti。

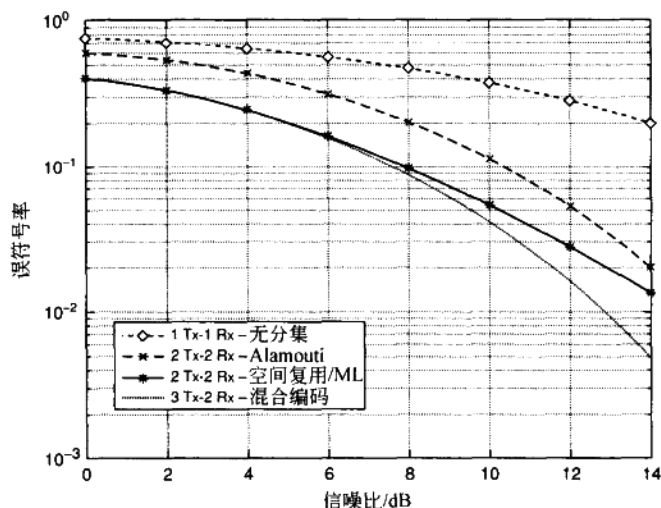


图 6.11 多种发送信号方案的性能。速率归一化到 4bps/Hz。

混合码在空间速率和分集之间达到一个折衷。对由 $N/T (N \leq M_T T)$ 定义的空间速率,编码达到 $M_R \min(M_T, T)$ 分集重数。

6.4 频率选择性信道的空时编码

现在我们把空时码构造准则扩展到单载波调制的延迟扩展信道[Gong and Letaief, 2000; Liu *et al.*, 2001a, b; Gore and Paulraj, 2001; Zhou and Giannakis, 2001]。我们在第 9 章处理正交频分复用的情况, 且可以看到可以实现最多达 $M_T M_R L_{\text{eff}}$ 的重数的分集。

6.4.1 信号模型

假设第 i 个发送天线和第 j 个接收天线之间的信道是频率选择性的。用 $h_{i,j}[l]$, ($l=0, \dots, L-1$) 表示符号采样基带脉冲响应, 并假设它是零均值和具相关性的复循环高斯随机变量, 取决于基带脉冲, 射频信道时间响应和采样频率。像在平坦衰落情况中一样, 是假设发送端未知信道信息而接收端用最大似然解码且完全已知信道信息。下面我们假设 $L_{\text{eff}} = L$ 。如第 3 章中介绍的, 信号模型如下式:

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,1} & \cdots & \mathbf{h}_{1,M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{M_R,1} & \cdots & \mathbf{h}_{M_R,M_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1[k] \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{M_T}[k] \end{bmatrix} + \mathbf{n}[k] \quad (6.31)$$

其中

$$\mathbf{h}_{i,j} = [h_{i,j}[L-1] \cdots h_{i,j}[0]], \mathbf{s}_j[k] = \begin{bmatrix} s_j[k-L+1] \\ \vdots \\ s_j[k] \end{bmatrix} \quad (6.32)$$

T 个连续接收到的采样可以堆栈成

$$[\mathbf{y}[k] \cdots \mathbf{y}[k+T-1]] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{1,1} & \cdots & \mathbf{h}_{1,M_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{h}_{M_R,1} & \cdots & \mathbf{h}_{M_R,M_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{S}_{M_T} \end{bmatrix} + \mathbf{N} \quad (6.33)$$

或同样地

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (6.34)$$

这里 \mathbf{S}_j 和 \mathbf{N} 是先前在第 3 章中定义的 Hankel 块。式(6.34)可以重写为

$$\overline{\mathbf{Y}} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \overline{\mathbf{H}} \overline{\mathbf{S}} + \overline{\mathbf{N}} \quad (6.35)$$

其中 $\overline{\mathbf{Y}} = \text{vec}(\mathbf{Y}^T)^T$, $\overline{\mathbf{H}} = \text{vec}(\mathbf{H}^T)^T$, $\overline{\mathbf{S}} = \mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{S}$ 且 $\overline{\mathbf{N}} = \text{vec}(\mathbf{N}^T)^T$ 。

解码

矩阵 \mathbf{S} 只是实际发送码字 \mathbf{S} (如 6.3 节中对平坦衰落信道所定义的一样) 的一个重新排列的形式。实际上, 对 $L=1$, 即当没有延迟传播的时候, \mathbf{S} 就缩减为 \mathbf{S} 。由这些观察和 $\overline{\mathbf{S}}^{(i)} = \mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{S}^{(i)}$ 的事实我们可以得到结论, 把 $\overline{\mathbf{S}}^{(i)}$ 错当成 $\overline{\mathbf{S}}^{(j)}$, $j \neq i$ 的概率是与把 $\mathbf{S}^{(i)}$ 错当成 $\mathbf{S}^{(j)}$ 的概率相等的, 它又转而等于把 $\mathbf{S}^{(i)}$ 错当成 $\mathbf{S}^{(j)}$ 的概率。

假设在接收端有最大似然解码, 并应用 Chernoff 边界, 对 $\overline{\mathbf{S}}^{(j)}$ 解码成 $\overline{\mathbf{S}}^{(i)}$ 的概率可以用下式给出其上界

$$P(\overline{\mathbf{S}}^{(i)} \rightarrow \overline{\mathbf{S}}^{(j)} | \overline{\mathbf{H}}) \leq e^{-\frac{\rho}{4M_T} D_{i,j}} \quad (6.36)$$

其中

$$\begin{aligned} D_{i,j} &= \|\overline{\mathbf{H}}(\overline{\mathbf{S}}^{(i)} - \overline{\mathbf{S}}^{(j)})\|_F^2 \\ &= \|\overline{\mathbf{H}}(\mathbf{I}_{M_R} \otimes (\mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)}))\|_F^2 \\ &= \|\overline{\mathbf{H}}(\mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{E}_{i,j})\|_F^2 \end{aligned} \quad (6.37)$$

且 $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)}$ 是修正的码字差分矩阵。假设信道是空间上和时间上白的, 平均成对错误概率可以由下式给出其上界

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \left[\frac{1}{\det\left(\mathbf{I} + \frac{\rho}{4M_T} \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H\right)} \right]^{M_R} \quad (6.38)$$

其中 $\mathbf{E}_{i,j}$ 的维度为 $M_T L \times T$ 。在高信噪比时我们可以把式 (6.38) 近似为

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \frac{1}{\left[\prod_{k=1}^{r(\mathbf{G}_{i,j})} \lambda_k(\mathbf{G}_{i,j}) \right]^{M_R}} \left(\frac{\rho}{4M_T} \right)^{r(\mathbf{G}_{i,j})M_R} \quad (6.39)$$

其中 $\lambda_k(\mathbf{G}_{i,j})$ ($k=1, 2, \dots, r(\mathbf{G}_{i,j})$), $1 \leq r(\mathbf{G}_{i,j}) \leq M_T L$ 是 $\mathbf{G}_{i,j} = \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ 的第 k 个特征值。这个分析说明了分集重数是 $r(\mathbf{G}_{i,j})M_R$ 。因此, 最大可用分集重数是 $M_T M_R L$, 这里假设 $L = L_{\text{eff}}$ 。

6.4.2 空时码字设计准则

注意式 (6.39) 和式 (6.11) 之间的相似性。获得完全系统分集的码字构造准则与信道是频率平坦时的准则非常相似, 也就是说, 它保证每一对码字之间的差分矩阵是满秩的。码字有有效的 $M = M_T L$ 个虚拟天线 [Gong and Letaief, 2000]。更精确地说, 在平坦衰落的情况下, 误差矩阵只取决于 $M_T \times T$ 个码字, 而在频率选择性的情况下, $M \times T$ 个相当的码字组成由实际发送的 $M_T \times T$ 个码字的堆栈的 Hankel 形式。

这就总结了对单载波调制的频率选择性信道的空时码设计的讨论。接下来讨论平坦衰

落情况的码的设计性能在频率选择性信道中的情况。

性能和编码示例

虽然有 $M_T L$ 个虚拟天线,在频率选择性环境中有一定的结构强加于码字上。当为平坦衰落环境设计的码在延迟扩散环境中使用时,它就被确保使用 $M_T M_R$ 重数的分集。但是,在频率选择性信道中,强加的附加结构可能会阻止其使用完全空时分集等于 $M_T M_R L_{\text{eff}}$ 。[Bölcskei and Paulraj, 2000b]的多载波调制也显示出了这个事实。下面我们通过考虑延迟分集码来证明。

延迟分集码在第二个天线上延迟一个符号的数据,在第三个天线上延迟两个符号的数据,并以此类推。现在我们在存在延迟扩展时这种码就不能使用完全空时分集。考虑 $M_T=2, M_R=1$ 且 $L=2$ 的情况。信道延迟线在空间和时间中是独立的,意味着有潜在的四重空时分集重数。假定发送的四个独立符号的标准延迟分集(SDD)码的发送符号序列是

$$\mathbf{S}_{\text{SDD}} = \begin{bmatrix} 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

其中,假设保护周期长度为 $L-1$,在开始和末尾添加一个额外的零。实际上,会得到带有如下相当码字 \mathbf{S}_{SDD} 的 $M=4$ 的发送天线:

$$\mathbf{S}_{\text{SDD}} = \begin{bmatrix} 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 \\ s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

\mathbf{S}_{SDD} 的第一行和第四行是相同的,结果所有的误差矩阵应为低秩的。这种码只获取了为 3 的分集重数而不是可能的 4。

值得一提的是,为平坦衰落信道情况设计的码如果在频率选择性环境中使用可以保证可以获取至少为 $M_T M_R$ 重数的分集[Gong and Letaief, 2000]。

广义延迟分集(GDD)

这一节中讨论一个简单的例子,它把延迟分集编码扩展到频率选择性环境中。延迟扩展环境中的单载波调制的空时码的例子可以在[Liu *et al.*, 2001b]中找到。

在频率选择性信道中多符号延迟分集的性能比单符号延迟分集上的提高通过[Mogensen, 1993; Ostling, 1993; Winters, 1998]的仿真可以证明。前面一节中研究的码设计分析可以用来表明这种广义延迟分集可以利用完全空时分集。

考虑一个长度为 L 的信道的广义延迟分集方案,这个信道中数据流在第二个发送天线上延迟了 L 个符号,第三个天线上延迟了 $2L$ 个符号,以此类推。假设发送四个独立的符号,对 $M_T=2, M_R=1, L=2$ 的情况,广义延迟分集码的符号序列为

$$\mathbf{S}_{\text{GDD}} = \begin{bmatrix} 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.42)$$

相当的码字有 $M=4$ 个发送天线, 表示为

$$\mathbf{S}_{\text{GDD}} = \begin{bmatrix} 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 & 0 \\ s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ 0 & 0 & s_1 & s_2 & s_3 & s_4 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.43)$$

由于广义延迟分集码字的结构, 所有的误差矩阵应为满秩 (即秩为 M), 保证了码可以获取完全的 $M_T M_R L$ 重数分集。图 6.12 进一步确证了这个观察结果。广义延迟分集错误率曲线的斜率明显的大于标准延迟分集的。此外对正交频分复用这种技术的扩展可以在 [Gore *et al.*, 2002c] 中找到。

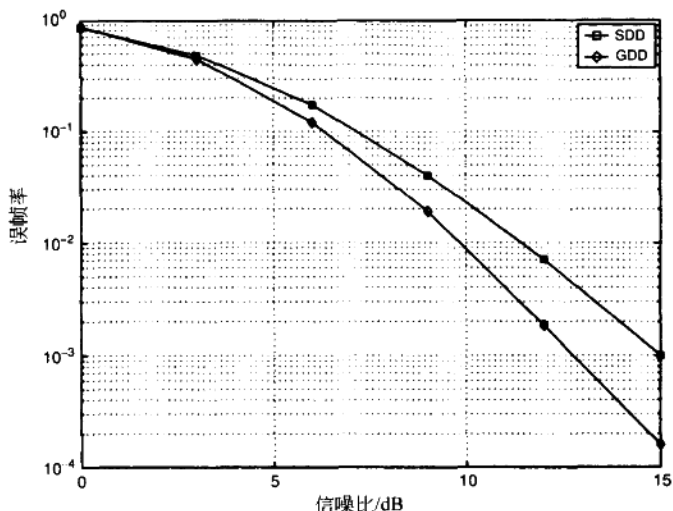


图 6.12 $M_T=2, L=2$ 时, 广义延迟分集 (GDD) 和标准延迟分集 (SDD) 性能的比较。广义延迟分集 (GDD) 增长的延迟允许完全的四重空时分集与标准延迟分集 (SDD) 的二重分集相比较。

Lindskog-Paulraj (LP) 方案

LP 发送分集方案 [Lindskog and Paulraj, 2000] 是一种在频率选择性信道中捕获空时分集的空时块编码技术。可以认为它是 Alamouti 码到延迟扩展信道的扩展。我们将看到对发送端未知信道信息的 MISO 信道 (可以扩展到 MIMO 信道) 的 LP 方案可以获取所有可用空时分集重数。

为了便于表达,介绍一下这一章剩余几节中专用的符号。SISO 信道(它是一个离散时间滤波器)可以按照下式被模拟为一个多项式

$$h(D) = h[0] + h[1]D + \cdots + h[L-1]D^{L-1} \quad (6.44)$$

其中 D 是一个符号周期的延迟。离散时间信道的复共轭 $h(D)^H$ 被定义为

$$h(D)^H = h[0]^H + h[1]^H D^{-1} + \cdots + h[L-1]^H D^{-(L-1)} \quad (6.45)$$

算符 $h(D)u[k]$ 被定义为

$$h(D)u[k] = h[0]u[k] + h[1]u[k-1] + \cdots + h[L-1]u[k-L+1] \quad (6.46)$$

并且代表离散时间卷积。同样, SIMO/MISO 信道分别被表示成多项式列和行向量, MIMO 被表示成多项式矩阵。向量/矩阵滤波器的复共轭转置矩阵就是所有元素如上述复共轭的向量/矩阵滤波器的转置。

考虑一个有 M_R 个接收天线的频率选择性 SIMO 系统。信道脉冲响应可以表示成 $\mathbf{h}(D)$, 这里 $\mathbf{h}(D)$ 是一个 $M_R \times 1$ 的多项式列向量。假设我们发送了 N 个符号的一个离散时间序列 $s[k]$ 。接收到的序列 $\mathbf{y}[k]$ 可以被表达成

$$\mathbf{y}(k) = \sqrt{E_s} \mathbf{h}(D) s[k] + \mathbf{n}[k] \quad (6.47)$$

其中, $\mathbf{n}[k]$ 表示零均值循环对称复高斯噪声。 $s[k]$ 的最大似然检测由下式给出

$$\arg \min_{\hat{s}[k]} \sum_{k=1}^N \|\mathbf{y}[k] - \sqrt{E_s} \mathbf{h}(D) s[k]\|_F^2 \quad (6.48)$$

可以对检测使用标准最大似然序列估计。但是由于是向量信道, 最大似然序列估计的计算复杂度可能会很高。最大似然序列估计可以被重写成(对 $N \gg L$ 低错误)表达成[Lindskog, 1999; Stoica and Lindskog, 2001]

$$\arg \min_{\hat{s}[k]} \Re \left\{ \sum_{k=1}^N s[k]^H [\sqrt{E_s} \mathbf{h}(D^{-1})^H \mathbf{h}(D) s[k] - 2 \mathbf{h}(D^{-1})^H \mathbf{y}[k]] \right\} \quad (6.49)$$

最大似然序列估计在信道中获取所有可用的空时分集重数。

接下来考虑有两个发送天线的 MISO 系统。输入输出关系是

$$y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{h}(D)^T \mathbf{s}[k] + n[k] \quad (6.50)$$

其中 $\mathbf{h}(D) = [h_1(D) h_2(D)]^T$ 如先前对 SIMO 所定义的一样。LP 方案的发送策略如下述。被发送的符号流(比如长度为 $2N$)被分离为两个子流 $s_1[k]$ 和 $s_2[k]$, 每个的长度为 N , 分别从天线 1 和 2 同时发送。接着就是 L 个符号周期的保护间隔。在保护间隔之后, 从天线 1 发出由 $s_2[k]$ 取复共轭, 取反和时间翻转而得到的子流 $-s_2^*[N-k+1]$, 而从天线发出由 $s_1[k]$ 时间翻转和取复共轭而得到的子流 $s_1^*[N-t+1]$ 。

MISO 系统第一个时隙的输出可以表示成

$$y_1[k] = \sqrt{\frac{E_s}{2}} [h_1(D) h_2(D)] \begin{bmatrix} s_1[k] \\ s_2[k] \end{bmatrix} + n_1[k] \quad (6.51)$$

而第二个时隙接收到的信号可以表达成

$$y_2[k] = \sqrt{\frac{E_s}{2}} [h_1(D)h_2(D)] \begin{bmatrix} -s_2[N-k+1]^H \\ s_1[N-k+1]^H \end{bmatrix} + n_2[k] \quad (6.52)$$

注意在时间翻转和复共轭之后,可以把第二个接收到的时隙重写成

$$y_2[N-k+1]^H = \sqrt{\frac{E_s}{2}} [h_2(D^{-1})^H - h_1(D^{-1})^H] \begin{bmatrix} s_1[k] \\ s_2[k] \end{bmatrix} + n_2[k] \quad (6.53)$$

因为时间翻转之前的复共轭没有改变噪声的统计特性,所以噪声没有改变。我们可以把这两个时隙结合起来

$$\begin{aligned} \mathbf{y}[k] &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1(D) & h_2(D) \\ h_2(D^{-1})^H & h_1(D^{-1})^H \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1[k] \\ s_2[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1[k] \\ n_2[k] \end{bmatrix} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}(D) \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k] \end{aligned} \quad (6.54)$$

最大似然接收端被公式表达成

$$\arg \min_{s_1[k], s_2[k]} \sum_{k=1}^N \left\| \mathbf{y}[k] - \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}(D) \mathbf{s}[k] \right\|_F^2 \quad (6.55)$$

利用较小近似($N \gg L$)和处理(参阅[Stoica and Linskog, 2001]),最大似然序列估计可以重新用公式表达成

$$\arg \min_{s_1[k], s_2[k]} \Re \left\{ \sum_{k=1}^N s[k]^H \left[\sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}(D^{-1})^H \mathbf{H}(D) \mathbf{s}[k] - 2\mathbf{H}(D^{-1})^H \mathbf{y}[k] \right] \right\} \quad (6.56)$$

接下来,注意 $\mathbf{H}(D^{-1})^H \mathbf{H}(D) = \mathbf{h}(D^{-1})^H \mathbf{h}(D) \mathbf{I}_2$,也就是说,在乘以一个复共轭滤波器(匹配滤波)后矩阵滤波就分解了。这就把向量最大似然序列估计分解成两个独立最大似然序列估计在标量序列上的操作,如下所示

$$\arg \min_{s_i[k]} \Re \left\{ \sum_{k=1}^N s_i[k]^H \left[\sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{h}(D^{-1})^H \mathbf{h}(D) s_i[k] - 2r_i[k] \right] \right\} \quad i = 1, 2 \quad (6.57)$$

其中 $\mathbf{r}[k] = [r_1[k] \ r_2[k]]^T = \mathbf{H}(D^{-1})^H \mathbf{y}[k]$ 。实际上,这个分解是用匹配滤波器 $\mathbf{H}(D^{-1})^H$ 过滤接收到的向量序列 $\mathbf{y}[k]$ 来达到的。注意最大似然序列估计分解的形式与对 SIMO 信道的相同,也就是说,最大似然序列估计被置为好像是 $s_i[k]$ ($i=1,2$) 通过一个有两个接收天线的 SIMO 信道来传送的一样。要认识这点就要注意 $\mathbf{r}[k]$ 满足

$$\mathbf{r}[k] = \mathbf{H}(D^{-1})^H \mathbf{y}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{h}(D^{-1})^H \mathbf{h}(D) \mathbf{s}[k] + \mathbf{H}(D^{-1})^H \begin{bmatrix} n_1[k] \\ n_2[k] \end{bmatrix} \quad (6.58)$$

并且可以被分解成

$$\mathbf{r}_i[k] = \mathbf{h}(D^{-1})^H \bar{\mathbf{y}}_i[k] \quad (6.59)$$

其中 $\bar{\mathbf{y}}_i[k]$ 是虚构的 SIMO 系统的输出,由下式定义

$$\tilde{\mathbf{y}}_i[k] = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{h}(D) \mathbf{s}_i[k] + \mathbf{e}_i[k] \quad (6.60)$$

其中 $\mathbf{e}_i[k]$ 表示虚构噪声。综上所述,每个发送向量序列的组成序列看到一个没有阵列增益的虚构信道。在[Stoica and Lindskog, 2001]中 LP 方案被扩展到两个或更多的发送天线的情况。

评价

在频率选择性 MIMO 信道中的多载波调制的空时编码的情况将在第 9 章中简要介绍。感兴趣的读者可以参阅[Kim *et al.*, 1998; Lang *et al.*, 1999; Li *et al.*, 1999; Lin *et al.*, 2000; Bölcskei and Paulraj, 2000a, b; Liu *et al.*, 2001c; Blum *et al.*, 2001; Lu *et al.*, 2002]寻求更多细节。

当发送端已知信道信息时,问题就分解了(见图 4.2),这样所有的信道模式都可以通过发送端和接收端的线性处理来接入。那么通过 SISO 容量实现码就可能实现无错传送。

7 空时接收机

7.1 引言

在第6章中,介绍了当发送端未知信道信息时,通过利用多天线系统中的空间维数来使速率,分集增益和阵列增益达到最大化的空时编码技术。这一章研究空时无线信道的接收机结构。介绍 SISO 并且着重介绍 SIMO 和 MIMO 信道的接收机。MISO($M_R=1$)信道的最优接收机已经在第5章和第6章中介绍过了。

本章以简单回顾频率平坦和频率选择性信道的 SISO 接收机开始。然后把这些扩展到 SIMO 信道中去。接收机的性能从误符号率对信噪比和相应的分集增益和阵列增益的角度来刻画。讨论从最优最大似然技术到更实际的线性和非线性接收机的不同接收机。最后,讨论有分集和空间复用发送信号的 MIMO 信道的不同接收机。在空间复用情况中,涵盖了最大似然,线性和连续对消接收机。讨论主要针对时间未编码($r_t=1$)的情况。也讲了一些时间(水平编码和对角编码)编码的渐进性能。

7.2 接收机: SISO

在介绍 SIMO 和 MIMO 接收机之前首先介绍 SISO 信道的接收机以建立基本的理论。

7.2.1 频率平坦信道

回顾第3章, SISO 平坦衰落信道的信号模型由下式给出

$$y = \sqrt{E_s}hs + n \quad (7.1)$$

其中 y 是接收信号, h 是标量信道增益, s 是来自于单位平均能量星座的复数据符号, n 是方差为 N_0 的零均值循环对称复高斯噪声且 E_s 是每个符号周期中发送端的平均能量。主要的衰减就是衰落和附加噪声。

接收机

在频率平坦 SISO 信道中,逐符号检测是最优的(不存在信道编码的情况下)。假设所

有数据符号是相同可能被发送的,理想最大似然估计由下式给出

$$\hat{s} = \arg \min_s |y - \sqrt{E_s} h s|^2 \quad (7.2)$$

其中 \hat{s} 是估计的数据符号,并且在所有可能的标量星座点上进行最小化,符号 s 来自这些可能点。最大似然接收机寻找在被信道缩放后在 Euclidean 距离中与接收信号 y 最近的符号 s 。

作为可选,在检测之前接收到的信号可以被乘以一个权重 g ,问题重述为

$$\hat{s} = \arg \min_s |gy - g\sqrt{E_s} h s|^2 \quad (7.3)$$

$g = (\sqrt{E_s} h)^{-1}$ 是信道求逆或迫零解,而 $g = E_s^{-1/2} (|h|^2 + \rho^{-1})^{-1} h^*$, 其中 $\rho = E_s/N_0$, 是最小均方误差解。两种策略都归纳为式(7.2)中表示的最优最大似然检测。

误差性能

对一个给定的 SISO 平坦衰落信道的示例,符号错误概率 P_e 在第5章中导出。假设有 Rayleigh 平坦衰落,在高信噪比时的平均误符号率 \bar{P}_e 。由下式给出其上界(参见式(5.7))

$$\bar{P}_e \leq \bar{N}_e \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{4} \right)^{-1} \quad (7.4)$$

正如所期望的一样, Rayleigh 衰落 SISO 信道的分集重数是1。

7.2.2 频率选择性信道

SISO 频率选择性信道的信号模型是(参见式(3.55))

$$\mathbf{Y}[k] = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{S}[k] + \mathbf{N}[k] \quad (7.5)$$

其中

$$\mathbf{Y}[k] = \begin{bmatrix} y[k] \\ \vdots \\ y[k+T-1] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}[k] = \begin{bmatrix} s[k-L+1] \\ \vdots \\ s[k+T-1] \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N}[k] = \begin{bmatrix} n[k] \\ \vdots \\ n[k+T-1] \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

且

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h[L-1] & \cdots & h[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & h[L-1] & \cdots & h[0] \end{bmatrix} \quad (7.7)$$

向量 $\mathbf{Y}[k]$ 和 $\mathbf{N}[k]$ 是 $T \times 1$ 的,而向量 $\mathbf{S}[k]$ 维数是 $(T+L-1) \times 1$, \mathbf{H} 的是 $T \times (T+L-1)$ 。

损害是信道衰落,符号间干扰和附加噪声。

最大似然序列估计 (MLSE)

最大似然序列估计接收机识别在给定的接收序列 $\mathbf{Y}[k]$ 的情况下最有可能已经被发送的符号序列 $\mathbf{S}[k]$ 。假设所有的符号序列是同样可能被发送的,最大似然序列估计接收机可

以用公式化表示为

$$\hat{\mathbf{S}}[k] = \arg \min_{\mathbf{S}[k]} \|\mathbf{Y}[k] - \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{S}[k]\|_2^2 \quad (7.8)$$

其中 $\hat{\mathbf{S}}[k]$ 代表估计的数据符号序列,并且最小化在所有的可能序列 $\mathbf{S}[k]$ 上进行。最大似然序列估计接收机寻找数据序列,这种数据序列是在与信道卷积后在 Euclidean 距离中与接收到的信号序列最近的。可以使用诸如 Viterbi 算法[Omura, 1971; Forney, 1972]的序列检测技术来简化这个搜索。虽然是最优的,最大似然序列估计接收机的复杂度随信道长度 L 的增长而呈指数增长,使它在有大延迟扩展的环境中的应用收到抑制。下面讨论次优的低复杂度的接收机。

迫零(ZF)接收机

迫零接收机旨在对信道求逆并消除符号间干扰。在下面我们考虑有限脉冲响应(FIR)迫零接收机。由于信道本身就是一个有限脉冲响应滤波器而且完全求逆(消除符号间干扰)要求接收机有无限脉冲响应,所以不可能完全信道反转。但是,采用过采样,一个足够长度的多相有限脉冲响应滤波器可以完全均衡信道。

接收到的信号序列 $\mathbf{Y}[k]$ 由 $\mathbf{g}_{ZF}(1 \times T)$ 过滤,这是一个线性有限脉冲响应滤波器,它对信道 \mathbf{H} 反转以获得所要的没有符号间干扰的符号流,由下式给出

$$\mathbf{g}_{ZF} = \frac{1}{\sqrt{E_s}} \mathbf{1}_{\Delta_D, T+L-1} \mathbf{H}^* \quad (7.9)$$

其中 $\mathbf{1}_{\Delta_D, T+L-1}$ 是一个 $1 \times (T+L-1)$ 维的向量,它的第 Δ_D 个($1 \leq \Delta_D \leq T+L-1$)元素是1,所有其余元素为0,且 \mathbf{H}^* 是 \mathbf{H} 的伪逆。如果没有过采样 \mathbf{g}_{ZF} 则不能消除所有的符号间干扰。有过采样和足够的均衡器长度,信道矩阵 \mathbf{H} 就非常长,使没有残余的符号间干扰的完全均衡成为可能。

延迟 Δ_D ($1 \leq \Delta_D \leq T+L-1$)对应着要被检测的目标数据符号 $s[k-L+\Delta_D]$ 。可以优化 Δ_D 以使在输出的噪声和残余的符号间干扰的能量最小化。

最小均方误差(MMSE)

前面讨论的迫零均衡器是在以噪声增强为代价寻求最大化的消除符号间干扰。最小均方误差均衡器是一种更为复杂的方法,它在噪声增强和削弱符号间干扰之间进行均衡。接收到的信号序列乘上一个 $1 \times T$ 维的权重 \mathbf{g}_{MMSE} ,由下式给出

$$\mathbf{g}_{MMSE} = \arg \min_{\mathbf{g}} \mathcal{E} \{ \|\mathbf{g} \mathbf{Y}[k] - s[k-L+\Delta_D]\|_2^2 \} \quad (7.10)$$

其中 Δ_D ($1 \leq \Delta_D \leq T+L-1$)仍然是延迟参数。最小均方误差滤波器 \mathbf{g}_{MMSE} 是根据正交性原理得出的

$$\mathcal{E} \{ (\mathbf{g} \mathbf{Y}[k] - s[k-L+\Delta_D]) \mathbf{Y}[k]^H \} = \mathbf{0}_{1,T} \quad (7.11)$$

来得到

$$\mathbf{g}_{MMSE} = \mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]} \mathbf{R}_{\mathbf{Y}}^{-1} \quad (7.12)$$

其中

$$\mathbf{R}_{YY} = \mathcal{E}\{\mathbf{Y}[k]\mathbf{Y}[k]^H\} = E_s \mathbf{H} \mathbf{H}^H + N_0 \mathbf{I}_T \quad (7.13)$$

是接收信号协方差矩阵且 $\mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]Y}$ (维数为 $1 \times T$) 由下式给出

$$\mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]Y} = \mathcal{E}\{s[k-L+\Delta_D]\mathbf{Y}^H\} = \sqrt{E_s} \mathbf{1}_{\Delta_D, T+L-1} \mathbf{H}^H \quad (7.14)$$

判决反馈均衡器(DFE)

判决反馈均衡器[Austin, 1967]是一种非线性接收机,它由两个滤波器,一个前馈滤波器和一个反馈滤波器(见图 7.1)构成。前馈滤波器的输入是接收到的信号序列。反馈滤波器的输入是在先前检测的符号的判决序列 $\hat{s}[i]$ 。反馈滤波器把先前检测的符号产生的部分符号间干扰从当前的信号中除掉。

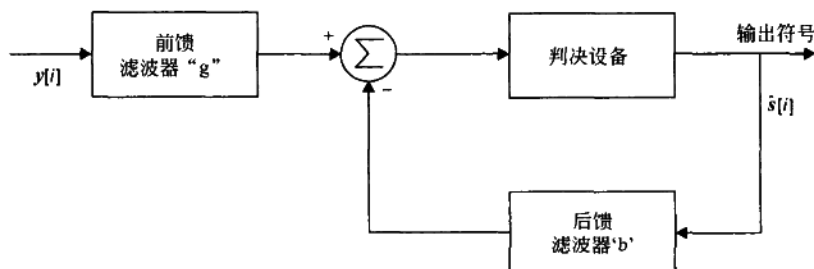


图 7.1 SISO 信道的判决反馈均衡器均衡示意图。反馈滤波器从当前要被检测的符号中减去了尾随的符号间干扰。

前馈滤波器 $\mathbf{g}_{FF}(1 \times T)$ 和反馈滤波器 $\mathbf{b}_{FB}(1 \times F)$ (T 和 F 分别是前馈和反馈滤波器抽头的数量) 是基于最小均方误差准则根据下式来设计的

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{FF}, \mathbf{b}_{FB} &= \arg \min_{\mathbf{g}, \mathbf{b}} \mathcal{E}\{|\mathbf{g}\mathbf{Y}[k] - \mathbf{b}\mathbf{s}_{F, \Delta_D}[k] - s[k-L+\Delta_D]|^2\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{g}, \mathbf{b}} \mathcal{E}\{|\tilde{\mathbf{g}}\tilde{\mathbf{Y}}[k] - s[k-L+\Delta_D]|^2\} \end{aligned} \quad (7.15)$$

其中 $\tilde{\mathbf{g}} = [\mathbf{g} - \mathbf{b}]$ 的维数为 $1 \times (F+T)$ 且 $\tilde{\mathbf{Y}}[k] = [\mathbf{Y}[k]^T \mathbf{s}_{F, \Delta_D}[k]^T]^T$ 是 $(F+T) \times 1$ 维的, 其中 $\mathbf{s}_{F, \Delta_D}[k] = [s[k-L+\Delta_D-F] \cdots s[k-L+\Delta_D-2] s[k-L+\Delta_D-1]]^T$ 。 $F \times 1$ 维的向量 $\mathbf{s}_{F, \Delta_D}[k]$ 由先前检测的符号(假设判决是正确的)组成。实际中, 先前检测过的符号中的错误将会导致错误传播而造成性能上的损失。最优的前馈和反馈滤波器权重用正交性原理来求解式(7.15)而得到

$$\tilde{\mathbf{g}} = \mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{Y}}}^{-1} \tilde{\mathbf{R}}_{\tilde{\mathbf{Y}}s} \quad (7.16)$$

上式中 $\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{Y}}\tilde{\mathbf{Y}}} = \mathcal{E}\{\tilde{\mathbf{Y}}[k]\tilde{\mathbf{Y}}[k]^H\}$ (维数为 $(T+F) \times (T+F)$) 由下式给出^①

① \mathbf{J}_{Δ_D} 只由 0 和 1 组成, 具体排列取决于 Δ_D, F 和 T 。更多细节请参阅[Cioffi, 2002]。

$$\mathbf{R}_{\tilde{\mathbf{y}}\tilde{\mathbf{y}}} = \begin{bmatrix} E_s \mathbf{H} \mathbf{H}^H + N_0 \mathbf{I}_T & \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{J}_{\Delta_D} \\ \sqrt{E_s} \mathbf{J}_{\Delta_D}^H \mathbf{H}^H & \mathbf{I}_F \end{bmatrix} \quad (7.17)$$

其中 $\mathbf{J}_{\Delta_D} = \mathcal{E}\{\mathbf{S}[k] \mathbf{s}_{F, \Delta_D}[k]^H\}$ 是 $(T+L-1) \times F$ 维的。此外, 式(7.16)中的 $\mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]\tilde{\mathbf{y}}} = \mathcal{E}\{s[k-L+\Delta_D]\tilde{\mathbf{y}}[k]^H\}$ (维数为 $1 \times (T+F)$) 由下式给出

$$\mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]\tilde{\mathbf{y}}} = [\sqrt{E_s} \mathbf{1}_{\Delta_D, T-L-1} \mathbf{H}^H \quad \mathbf{0}_{1, F}] \quad (7.18)$$

正如对先前讨论过的迫零和最小均方误差接收机的情况一样, 可以调节延迟 Δ_D 以使性能最优。也可以基于迫零准则来设计判决反馈均衡器接收机。关于判决反馈均衡器实现的介绍, 读者可以参考[Proakis, 1995; Stüber, 1996; Cioffi, 2002]。

性能比较

上面讨论的所有接收机的性能(误符号率)都可以用第5章中介绍的匹配滤波器界给出其下界。对 SISO 频率选择性信道的一个给定实现, 它的接收匹配滤波器的输出信噪比由下式给出

$$\eta \leq \|\mathbf{h}\|_F^2 \rho \quad (7.19)$$

其中 $\mathbf{h} = [h[0] h[1] \cdots h[L-1]]^T$ 是 SISO 信道(式(3.50))。假设抽头 $h[l]$ 是等功率且独立衰落的(实际中往往不是这么回事, 详细介绍请参阅第5章), 使用匹配滤波接收机的信道的分集重数由 $L_{\text{eff}} = L$ 给出。

图7.2比较了用二进制相移键控调制的信道的最大似然序列估计, 迫零和最小均方误差接收机的性能, 这个信道有两个间距为 T_s 的独立且等功率的物理抽头, 有根升余弦脉冲成形和40%的额外带宽。信道中的总平均功率归一化为1, 也就是说, $\mathcal{E}\{\|\mathbf{h}\|_F^2\} = 1$ 。从图中可以清楚地看到最大似然接收机呈现与匹配滤波器界几乎一样的性能并且在信道中($L_{\text{eff}} = 2$)捕获所有的时间分集。正如预期中的一样, 最小均方误差接收机优于迫零接收机。最小均方误差接收机和迫零接收机有与最大似然接收机相同的分集斜率, 但是有信噪比损失。虽然没有画出判决反馈均衡器的性能, 但是它的误符号率将会处于最大似然接收机和最小均方误差接收机之间[Balaban and Salz, 1992]。

正如在第4章中介绍的, 通常信道抽头 $\{h[l]\}$ 都不会独立的衰落。因此, 在实际中所有的接收机都传递 $L_{\text{eff}} < L$ 的分集, 保持相同的相对性能特征。图7.3画出了一个信道的接收机的性能, 这个信道是有两个独立且等功率的物理路径, 路径延迟为 $0.25T_s$ 。仍然假设用二进制相移键控调制和有根升余弦脉冲成形和40%的额外带宽。性能上的退化很明显——信道中的时间分集几乎都损失了, 并且所有的四个接收机都表现得有些相似, 接收机保持相对次序。SISO 接收机的性能取决于物理多路径的间距, 额外带宽和采样延迟(相位)。

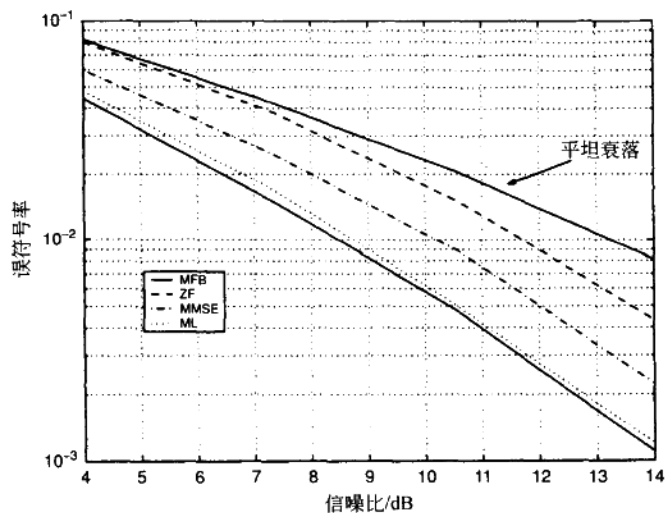


图 7.2 对 T 路径延迟的两径 SISO 信道的最大似然序列估计 (MLSE), 迫零 (ZF) 和最小均方误差 (MMSE) 接收机性能的比较。最大似然序列估计接收机的性能接近匹配滤波器界 (MFB)。

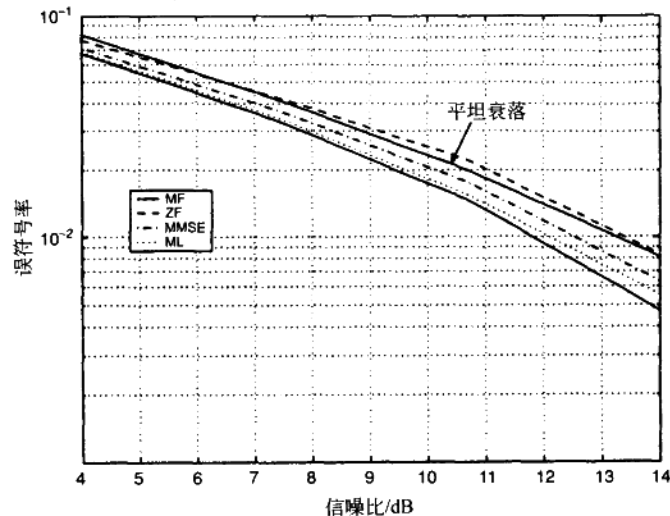


图 7.3 对 $0.25T$ 路径延迟的 SISO 信道的最大似然序列估计 (MLSE), 迫零 (ZF) 和最小均方误差 (MMSE) 接收机性能比较。获得了很小的分集。

7.3 接收机: SIMO

7.3.1 频率平坦信道

式(3.58)中的 SIMO 平坦衰落信道的信号模型由下式给出

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{h} s + \mathbf{n} \quad (7.20)$$

其中 \mathbf{y} 是维数为 $M_R \times 1$ 的接收信号向量, \mathbf{h} 是维数为 $M_R \times 1$ 的信道向量, s 是发送的信号, \mathbf{n} 是协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}_{M_R}$ 的维数为 $M_R \times 1$ 的零均值循环对称复高斯噪声向量。

接收机

最优接收机策略是进行最大比合并(MRC)(参见 5.3 节)。接收到的信号最大比合并后的 z 由下式给出

$$z = \sqrt{E_s} \mathbf{h}^H \mathbf{h} s + \mathbf{h}^H \mathbf{n} \quad (7.21)$$

实际上,这是一个 SISO 信道且逐符号解码是理想的。在第 5 章我们看到最大比合并提供了与 M_R 成比例的分集增益和阵列增益。

7.3.2 频率选择性信道

对 SISO 信道应用式(7.5),SIMO 信道可以被写成

$$\mathbf{Y}_i[k] = \sqrt{E_s} \mathcal{H}_i \mathbf{S}[k] + \mathbf{N}_i[k] \quad (7.22)$$

其中 $\mathcal{H}_i (i=1, \dots, M_R)$ 是第 i 个接收天线的堆栈信道。SIMO 信道的输入输出关系由下式给出

$$\mathbf{Y}[k] = \sqrt{E_s} \overline{\mathcal{H}} \mathbf{S}[k] + \mathbf{N}[k] \quad (7.23)$$

其中

$$\mathbf{Y}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1[k] \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_{M_R}[k] \end{bmatrix}, \overline{\mathcal{H}} = \begin{bmatrix} \mathcal{H}_1 \\ \vdots \\ \mathcal{H}_{M_R} \end{bmatrix}, \mathbf{N}[k] = \begin{bmatrix} \mathbf{N}_1[k] \\ \vdots \\ \mathbf{N}_{M_R}[k] \end{bmatrix} \quad (7.24)$$

向量 $\mathbf{Y}[k]$ 和 $\mathbf{N}[k]$ 维数为 $M_R T \times 1$, 而 $\overline{\mathcal{H}}$ 维数为 $M_R T \times (T+L-1)$ 。要注意式(7.24)中的信号模型是与带有时间过采样因子 M_R 的 SISO 模型相似的。过采样的信道有不同的相关特性。因此,多天线系统同样也为均衡和盲估计提供有利条件,与传统 SISO

信道中过采样所提供的类似。

最大似然序列估计 (MLSE) 接收机

发送序列的最大似然序列估计 $\hat{\mathbf{S}}[k]$ 由下式给出

$$\hat{\mathbf{S}}[k] = \arg \min_{\mathbf{S}[k]} \|\mathcal{Y}[k] - \sqrt{E_s} \overline{\mathcal{H}} \mathbf{S}[k]\|_{\mathbb{F}}^2 \quad (7.25)$$

向量 Viterbi 算法可以确定满足这个准则的符号序列 $\mathbf{S}[k]$ 。注意 SIMO 信道增加了直接 Viterbi 解码的计算要求 [Lindskog, 1997]。复杂度可以通过一个多空间的匹配滤波器减小, 这样可以把检测问题归纳为标准的标量最大似然序列估计检测。总结这种技术, 就是第 i 个 ($i=1, \dots, M_R$) 天线上的接收信号是用对应着那个接收天线的信道的时反共轭形式 $h_i[-l]^*$ ($l=(L-1), \dots, 1, 0$) 来过滤的。接着 M_R 个信号流就被加起来产生一个标量序列。因此, 在接收机合并后的有效标量信道由 $q[l]$ ($l=-(L-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, L-1$) 给出, 其中

$$q[l] = \sum_{i=1}^{M_R} \sum_{k=0}^{L-1} h_i[k] h_i[k-l]^* \quad (7.26)$$

但是, 等价信道的长度将会翻倍, Viterbi 算法的强力实现将要求 A^{2L-1} 个状态 (A 是发送符号的字母表大小), 因此就一点都不可能降低标量处理得到的计算复杂度。然而, 注意到有效信道有共轭对称性 (即 $q[l] = q[-l]^*$), Viterbi 格中的状态数量可以保持在 A^{L-1} 。更多细节请参阅 [Krenz and Wesolowski, 1997; Lindskog, 1997; Larsson, 2001; Larsson *et al.*, 2002]。

迫零 (ZF) 接收机

可以用对 SISO 信道类似的方式来导出 SIMO 信道的迫零均衡器 (见图 7.4)。空时迫零权重向量 $\mathbf{g}_{\text{ZF}} (1 \times M_R T)$ 对信道反转以得到所要的符号流, 由下式给出

$$\mathbf{g}_{\text{ZF}} = \frac{1}{\sqrt{E_s}} \mathbf{1}_{\Delta_D, T-L-1} \overline{\mathcal{H}}^* \quad (7.27)$$

正如对 SISO 信道一样, 可以选择延迟 Δ_D 来优化性能。一般而言, 多接收天线导致的空间维数将使 SIMO 信道的完全均衡成为可能, 从而产生零残余符号间干扰。

最小均方误差 (MMSE) 接收机

先前讨论的空时迫零接收机以噪声增强为代价消除符号间干扰。可以设计一个能折衷噪声增强和消除符号间干扰的空时最小均方误差接收机。根据 SISO 信道的最小均方误差接收机的提出, 空时最小均方误差滤波器 $\mathbf{g}_{\text{MMSE}} (1 \times M_R T)$ 由下式给出

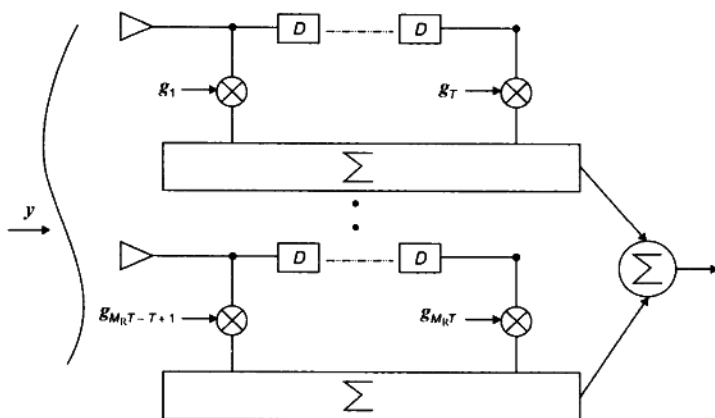


图 7.4 SIMO 中的迫零和最小均方误差均衡器使用一个有 $M_R T$ 个抽头的有限脉冲响应滤波器。

$$\mathbf{g}_{\text{MMSE}} = \mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]_y} \mathbf{R}_{yy}^{-1} \quad (7.28)$$

其中

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathcal{E}\{\mathbf{y}[k] \mathbf{y}[k]^H\} = E_s \overline{\mathbf{H}} \mathbf{H}^H + N_0 \mathbf{I}_{TM_R} \quad (7.29)$$

维数为 $M_R T \times M_R T$, 且

$$\mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]_y} = \mathcal{E}\{s[k-L+\Delta_D] \mathbf{y}[k]^H\} = \sqrt{E_s} \mathbf{1}_{\Delta_D, T+L-1} \overline{\mathbf{H}}^H \quad (7.30)$$

维数为 $1 \times M_R T$ 的。要得到最优性能必须调节延迟 Δ_D 。

判决反馈均衡器(DFE)

与 SISO 的判决反馈均衡器相似, 空时判决反馈均衡器接收机对 SIMO 信道已设计出, 并且基于同样的一般性原理。SIMO 判决反馈均衡器由空时前馈和反馈滤波器组成。空时反馈滤波器从要被检测的当前符号中除去了先前检测过的符号的影响 [Lindskog, 1999; Hwang *et al.*, 2002]。下面我们简要介绍一下 SIMO 判决反馈均衡器。

前馈滤波器 $\mathbf{g}_{\text{FF}} (1 \times M_R T)$ 和反馈滤波器 $\mathbf{b}_{\text{FB}} (1 \times F)$ 是基于最小均方误差准则根据下式设计的

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{\text{FF}}, \mathbf{b}_{\text{FB}} &= \arg \min_{\mathbf{g}, \mathbf{b}} \mathcal{E}\{|\mathbf{g} \mathbf{y}[k] - \mathbf{b} \mathbf{s}_{F, \Delta_D}[k] - s[k-L+\Delta_D]|^2\} \\ &= \arg \min_{\mathbf{g}, \mathbf{b}} \mathcal{E}\{|\tilde{\mathbf{g}} \tilde{\mathbf{y}}[k] - s[k-L+\Delta_D]|^2\} \end{aligned} \quad (7.31)$$

其中 $\tilde{\mathbf{g}} = [\mathbf{g} - \mathbf{b}]$ 维数为 $1 \times (F + M_R T)$, $\tilde{\mathbf{y}}[k] = [\mathbf{y}[k]^T \mathbf{s}_{F, \Delta_D}[k]^T]^T$ 维数为 $(F + M_R T) \times 1$,

这里 $\mathbf{s}_{F,\Delta_D}[k] = [s[k-L+\Delta_D-F] \cdots s[k-L+\Delta_D-2] s[k-L+\Delta_D-1]]^T$ 。正如对 SISO 判决反馈均衡器一样, $\mathbf{s}_{F,\Delta_D}[k]$ 是先前检测过的符号的 $F \times 1$ 维的向量(假设判决是正确的)。最优前馈和反馈滤波器权重由下式给出

$$\tilde{\mathbf{g}} = \mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]_Y} \mathbf{R}_{yy}^{-1} \quad (7.32)$$

上式中的 \mathbf{R}_{yy} (维数为 $(M_R T + F) \times (M_R T + F)$) 由下式给出

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathcal{E}\{\tilde{\mathbf{y}}[k] \tilde{\mathbf{y}}[k]^H\} = \begin{bmatrix} E_s \overline{\mathbf{H}} \overline{\mathbf{H}}^H + N_o \mathbf{I}_T & \sqrt{E_s} \overline{\mathbf{H}} \mathbf{J}_{\Delta_D} \\ \sqrt{E_s} \mathbf{J}_{\Delta_D}^H \overline{\mathbf{H}}^H & \mathbf{I}_F \end{bmatrix} \quad (7.33)$$

其中 $\mathbf{J}_{\Delta_D} = \mathcal{E}\{\mathbf{S}[k] \mathbf{s}_{F,\Delta_D}[k]^H\}$ 维数为 $M_R(T+L-1) \times F$, 且是 0 和 1 组成的。另外式(7.32)中的 $\mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]_Y}$ (维数为 $1 \times (M_R T + F)$) 由下式给出

$$\mathbf{R}_{s[k-L+\Delta_D]_Y} = \mathcal{E}\{s[k-L+\Delta_D] \tilde{\mathbf{y}}^H\} = [\sqrt{E_s} \mathbf{1}_{\Delta_D, T+L-1} \overline{\mathbf{H}}^H \quad \mathbf{0}_{1,F}] \quad (7.34)$$

要使性能最优必须调节延迟 Δ_D 。

性能比较

假设接收端有匹配滤波器, 信噪比由下式给出上界

$$\eta \leq \|\mathbf{h}\|_{\tilde{\mathbf{e}}\rho}^2 \quad (7.35)$$

其中 $\mathbf{h} = [\mathbf{h}[0]^T \mathbf{h}[1]^T \cdots \mathbf{h}[L-1]^T]^T$ 是 SIMO 信道, 被堆栈成维数为 $M_R L \times 1$ 的向量。对应的最大可实现分集重数是 $M_R L$ 。匹配滤波器界为一次传送。

图 7.5 比较了一个 SIMO 信道的最大似然序列估计, 迫零和最小均方误差接收机的性能, 这个 SIMO 信道有 $M_R=2$, 和独立间距为 T 、且等功率路径的物理信道。我们假设有根升余弦脉冲成形的二进制相移键控调制和 40% 的额外带宽, 在每个 SISO 信道限制平均总功率为 1。再次看到最大似然接收机在信道中获得所有的空时分集(重数为 4)。此外, 很容易证明最大似然序列估计接收机也获得与接收天线数量成比例的阵列增益。正如所预料的一样, 最小均方误差要优于迫零, 但是显然, 次优于最大似然序列估计, 且承受信噪比损失。

图 7.6 比较了 $M_R=2$, 独立间距为 $0.25T_s$ 、等功率物理抽头的接收机的性能。使用迫零或是最小均方误差接收机, 分集损失是很明显的。如预料的, 最大似然序列估计接收机获得了所有可用的空时分集。

本章剩余部分致力于 MIMO 接收机的接收机设计。我们只详细处理平坦衰落的情况。

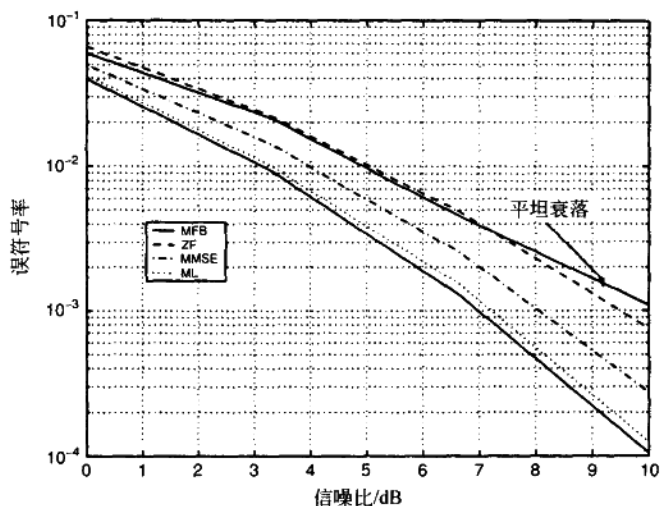


图 7.5 对一个 $M_R=2$, 间距为 T 的物理信道抽头的 SIMO, 其最大似然序列估计 (MLSE), 迫零 (ZF) 和最小均方误差 (MMSE) 接收机的性能比较。最大似然序列估计 (MLSE) 接收机获得了所有可用空时分集。

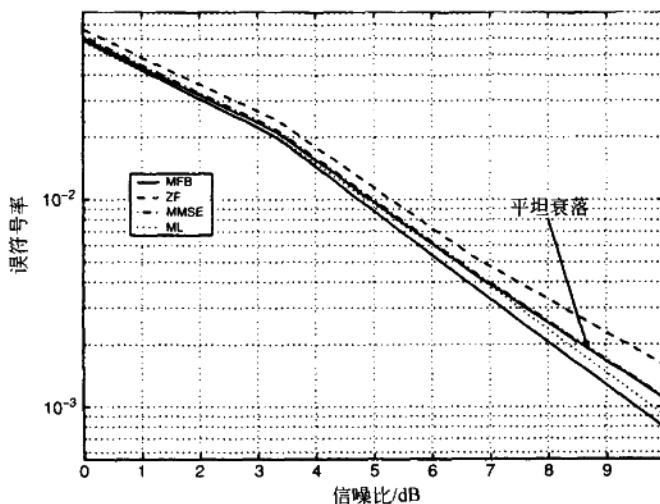


图 7.6 $M_R=2$, 独立间距为 $0.25T$ 物理信道抽头的 SIMO, 其最大似然估计 (MLSE), 迫零 (ZF) 和最小均方误差 (MMSE) 接收机的性能比较。时间分集的损失是很明显的。

7.4 接收机: MIMO

首先简单介绍空时分集编码($r_s \leq 1$)的 MIMO 接收机,然后再集中介绍空间复用 $r_s = M_T$ 的接收机。

7.4.1 空时分集策略

回顾起频率平坦 $M_R \times 2$ 信道中的 Alamouti 编码把 MIMO 信道破裂成 SISO 信道(式(6.15)),其中

$$y = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \| \mathbf{H} \|_F s + n \quad (7.36)$$

如果我们应用正交空时块码,这个简化可以扩展到 $M_T \geq 2$ 的情况。也可以对频率选择性信道进行类似扩展[Stoica and Lindskog, 2001]。因此,前面几节所讨论的 SISO 接收机技术是适用的。

通常对空时格码没有等价的 SISO/SIMO 信道模型。不过可能有某些码允许这种表达法。想一想,比如,延迟分集码。如同第 5 章中所介绍的,这种码把空间分集转换成频率分集。对一个延迟分集编码的 MIMO 系统,等价的信道是每个接收天线上带有 M_T 个时间抽头[Seshadri and Winters, 1994]的频率选择性的 SIMO 信道。第 7.3.2 节中研究的技术现在可以直接使用了。对一个普通的空时格码,需要基于编码状态转换图的标量或向量 Viterbi 解码。

7.4.2 空间复用(SM)策略

这一章的剩余部分概述空间复用策略的 MIMO 接收机。MIMO 接收机面临的新问题就是多流干扰(multistream interference, MSI)的出现,既然多个发送流要相互影响。

我们的讨论一般假设是未编码空间复用,也就是说,发送端把未编码数据流解复用用到 M_T 个天线上。也简要介绍了和水平编码或对角编码一起使用时间编码($r_s \leq 1$)的情况。

假设有频率平坦 MIMO 信道,回顾第 3 章的信号模型是

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (7.37)$$

其中 \mathbf{y} 是接收到的 $M_R \times 1$ 信号向量, \mathbf{H} 是 $M_R \times M_T$ 的信道矩阵, \mathbf{s} 是 $M_T \times 1$ 的发送信号向量, \mathbf{n} 是 $M_R \times 1$ 的协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}_{M_R}$ 的零均值循环对称复高斯噪声向量。

这里的损害是多流干扰,信道衰落和附加噪声。

最大似然(ML)接收机

最大似然接收机执行向量解码,并且是最优接收机。假设有等可能性的,未知时间编码的发送符号,最大似然接收机选择可以求解下式的向量 s

$$\hat{s} = \arg \min_s \left\| y - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} Hs \right\|_F^2 \quad (7.38)$$

这里优化是通过在所有候选向量符号 s 中进行穷举搜索而完成的。最大似然接收机在整个向量星座中搜索最有可能的已发送信号向量。强力的实现要求在总共 A^{M_T} 个向量符号中搜索,而对径直执行最大似然接收机的解码复杂度是以 M_T 为指数的。但是,球形译码技术 [Fincke and Pohst, 1985; Viterbo and Boutros, 1999; Damen *et al.*, 2000] 快速算法 [Hassibi and Vikalo, 2001] 的研究预示着使复杂度显著减小,下面就简单的介绍一下。

球形译码

最大似然检测问题可以被当作整数最小平方问题,这种问题可以通过诸如 Kannan 算法 [Kannan, 1983] 的复杂方法和 Fincke-Pohst 的球形译码算法 [Fincke and Pohst, 1985] 来解决。

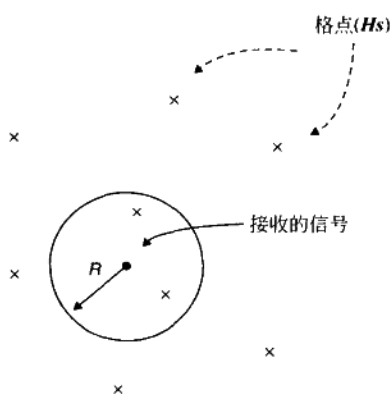


图 7.7 球形译码原理示意图,译码半径 R 的选择对性能至关重要。

球形译码隐含的主要思想就是,只在接收到的信号 y 周围半径为 R 的超球形内的格点(定义为 Hs)中搜索,而不是搜索整个格(见图 7.7),这样来减小计算复杂度。显然,超球形中离接收到的信号最近的点也就是整个格中最近的格点。两个直接的问题是:

(a) 我们怎样选择 R ? 如果 R 太大,那么就有太多点被搜索,而如果 R 太小,就可能没有点。

(b) 我们怎样判断哪些格点处于给定的球形之内?

第一个问题的自然的答案就是被定义为球形半径的,中心在格点的球形半径应该最经济地覆盖整个空间。Fincke-Pohst 算法提供了解决第二个问题的有效方法,因此避免了穷举搜索,否则会抵消球形译码的好处。虽然球形译码的最差情况复杂度是呈指数的,它的期望复杂度(噪声和格取平均)表现为多项式(通常是立方或偶次立方) [Hassibi and Vikalo, 2001]。所以通过使用显著减小复杂度的球形译码,就可以对实际情况应用最大似然估计 [Viterbo and Boutros, 1999; Brutel and Boutros, 1999; Damen *et al.*, 2000]。

性能 最大似然接收机性能是其他次优接收机的错误率性能的下限。不幸的是,在闭式中精确平均错误概率的计算是很困难的。因此,可通过成对错误概率准则(第6章中介绍的)来研究最大似然接收机的性能,成对错误概率准则判断当发送向量符号 $s^{(i)}$ 时, $s^{(j)}$ 被检测的概率,其中 $j \neq i$ 。假设 $H = H_w$, 在高信噪比时平均成对错误概率由下式给出上界(参见式(6.20))

$$P(s^{(i)} \rightarrow s^{(j)}) \leq \frac{1}{\left(\frac{\rho}{4M_T} \|d_{i,j}\|_F^2\right)^{M_R}} \quad (7.39)$$

其中 $d_{i,j} = s^{(i)} - s^{(j)}$ 。最大似然解码处理输出最可能的发送信号向量。单个符号是从这个已解码的信号向量中获得的。无论何时只要任何一个符号中有错误,就会断言一个错误(在译码发送向量时)。

由式(7.39)可以清楚看到,分集重数是 M_R 。图7.8画出了4-正交幅度调制, $H = H_w$ 信道,对不同天线配置的向量误符号率。在所有的情况中,对相同数目的接收天线, MIMO 接收机的误符号率曲线与 SIMO 接收机的曲线是平行的,确证了有 M_R 重数的分集。但是,

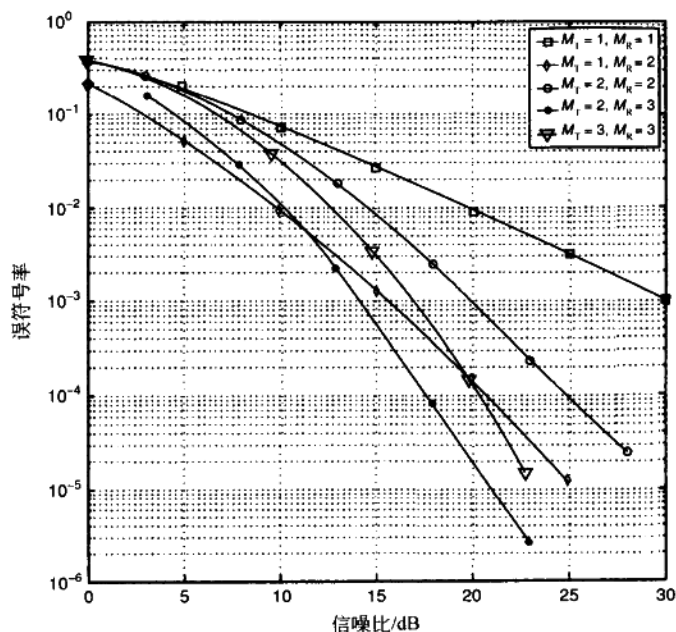


图 7.8 对 $M_T > 1$ 未编码的, H_w MIMO 信道中最大似然接收机的平均向量误符号率(SER)性能。最大似然接收机在每个流上获得 M_R 重数的空间分集。

与 SISO 相比, MIMO 接收机要随发送天线的增加而承受信噪比损失。这种情况的一个原因是空间复用中天线的功率共享——因为归一化使总发送能量保持恒定, 在空间复用中每一流的功率就减少了 M_T 倍。另一个原因就是向量星座中最近的邻近值数量的增长。当发送天线数量增长和星座大小增长的时候, 损失就加大了。

最大似然接收机获得的 M_R 重数的分集是基于未编码的空间复用传送的。即使我们使用水平编码(第 6.3.5 节), 最大似然接收机将仍然只有 M_R 重分集, 因为水平编码并不捕获发送分集——给定的符号的系统位和奇偶位都在同一个天线上发送。“最优的”编码应该通过“扩展”和“映射”在所有的天线上发送信息位。在这种情况下最大似然接收机将会达到 $M_T M_R$ 重数的分集。

成对错误概率只考虑 $A^{M_T} \times (A^{M_T} - 1)$ 个错误向量中的一个: $\mathbf{d}_{i,j} = \mathbf{s}^{(i)} - \mathbf{s}^{(j)}$ 。这通常是不足以正确刻画实际的错误概率。更为精确的描述就是联合界 [Sandhu and Paulraj, 2001; Marzetta *et al.*, 2001], 它平均了所有错误向量的影响。采用联合界, 平均向量误符号率 \bar{P}_v 在高信噪比时由下式给出其上限

$$\bar{P}_v \leq \frac{1}{A^{M_T}} \sum_i \sum_{j \neq i} \frac{1}{\left(\frac{\rho}{4M_T} \|\mathbf{d}_{i,j}\|^2 \right)^{M_R}} \quad (7.40)$$

虽然的确表明有更多发送天线数量的系统有更大的错误向量空间(假设每个发送天线有相同的星座), 但是所有错误向量的包含并没有改变我们关于分集重数的观察结论。

空间复用(SM)的线性接收机

通过使用一个线性滤波器来分离发送的数据流, 然后再对每个流独立解码, 我们就能降低最大似然接收机的解码复杂度(见图 7.9)。下面介绍迫零和最小均方误差线性接收机。然而对 SISO 和 SIMO 信道, 迫零接收机是构造来消除符号间干扰的, 在这里, 它们是用来消除多流干扰的。

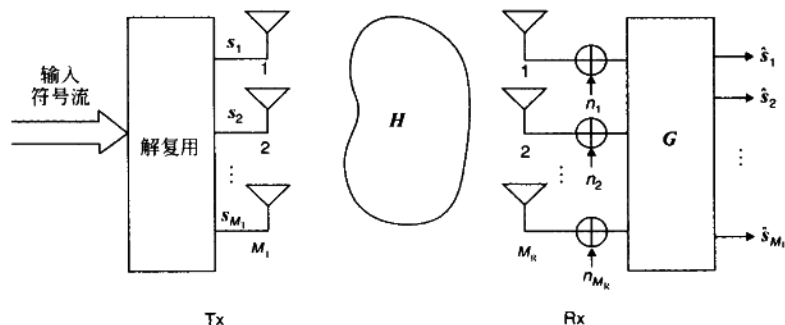


图 7.9 MIMO 信道上用来分离发送的数据流的线性接收机示意图。

迫零(ZF)接收机

把接收到的信号分离成它的发送流成分的迫零矩阵滤波器由下式给出

$$\mathbf{G}_{\text{ZF}} = \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \mathbf{H}^T \quad (7.41)$$

其中 \mathbf{G} 是一个简单的信道反转 $M_T \times M_R$ 矩阵。

迫零接收机的输出由下式给出

$$\mathbf{z} = \mathbf{s} + \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \mathbf{H}^T \mathbf{n} \quad (7.42)$$

其中假设 $M_R \geq M_T$, \mathbf{H} 有列满秩。迫零接收机把矩阵信道分解成 M_T 个带有附加噪声的平行标量信道。很明显, 噪声被 \mathbf{G}_{ZF} 增强了。此外, 噪声在信道中是相关的。每个标量信道是独立解码而不计噪声相关性。迫零降低了复杂度, 但是接收机是次优的并且导致了显著的性能降低。

性能 据式 (7.42), 第 k ($k = 1, 2, \dots, M_T$) 个输出数据流上的噪声功率是 $(M_T/\rho) [(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}]_{k,k}$, 其对应的信噪比 η_k 等于

$$\eta_k = \frac{\rho}{M_T} \frac{1}{[(\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1}]_{k,k}} \quad (7.43)$$

[Winters *et al.*, 1994; Gore *et al.*, 2002b] 中表明 M_T 个流 (假设 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$) 中的每一流上的信噪比分布为:

$$f(x) = \frac{M_T}{\rho(M_R - M_T)!} e^{-\frac{M_T}{\rho} x} \left(\frac{M_T}{\rho} x \right)^{M_R - M_T} u(x) \quad (7.44)$$

η_k 是一个有 $2(M_R - M_T + 1)$ 自由度的 Chi-平方 (Chi-squared) 随机变量。因为在分离的 M_T 个流上的噪声是相关的, 所以信噪比不是独立的。在所有信道实例上取平均的误符号率在任一信道上由下式给出其上限

$$\overline{P_e} \leq \overline{N_e} \left(\frac{\rho d_{\min}^2}{2M_T} \right)^{-(M_R - M_T + 1)} \quad (7.45)$$

式 (7.45) 表明每个流的分集重数是 $M_R - M_T + 1$ 。此外, 我们可以看到每个流上的平均信噪比是 $(M_R - M_T + 1)(\rho/M_T)$ 。实际上, 迫零接收机把 MIMO 链接分解成 M_T 个平行流, 每个流有与 $M_R - M_T + 1$ 成比例的分集增益和阵列增益。图 7.10 画出了假设为 \mathbf{H}_w 信道和 4-正交幅度调制调制的情况下, 对多种天线配置的未编码空间复用接收机的误符号率。为了便于比较, 也画出了对 SIMO 信道的曲线。使用迫零接收的, 有 M_T 个发送天线和 M_R 个接收天线的曲线斜率是与使用最大比合并的, 有 $M_R - M_T + 1$ 个接收天线的 SIMO 曲线的斜率相同的。然而, 因为每个流只有总功率的 $1/M_T$, 所以有信噪比损失。

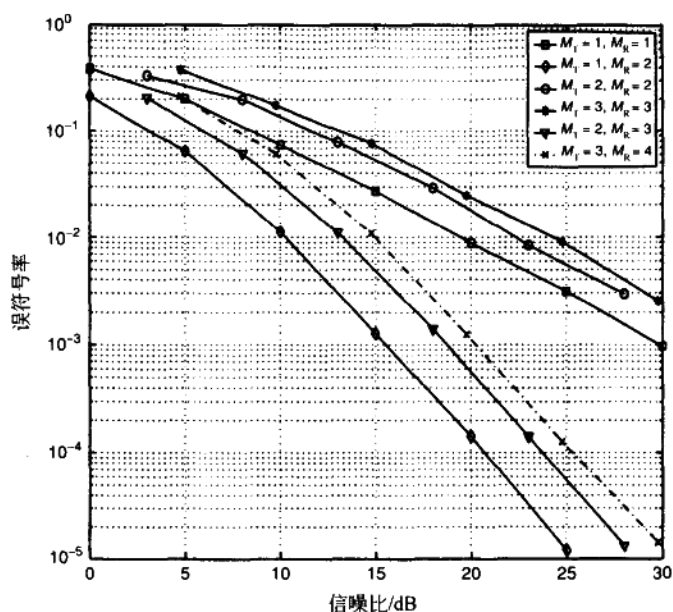


图 7.10 在 H_w 信道上, 对 $M_T > 1$ 的未编码空间复用的迫零接收机的误符号率曲线。每一流被获得的分集重数等于 $M_R - M_T + 1$ 。

综上所述, 水平编码的迫零接收机只实现了 $M_R - M_T + 1$ 重分集, 而最大可能的分集为 M_R 重。

最小均方误差(MMSE)接收机

迫零接收机以噪声增强为代价消除了多流干扰。最小均方误差折衷了多流干扰消除和噪声增强, 并且使总错误最小化, 也就是说,

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \arg \min_{\mathbf{G}} \mathcal{E} \{ \|\mathbf{G}\mathbf{y} - \mathbf{s}\|_{\text{F}}^2 \} \quad (7.46)$$

利用正交原理,

$$\mathcal{E} \{ (\mathbf{G}\mathbf{y} - \mathbf{s}) \mathbf{y}^{\text{H}} \} = \mathbf{0}_{M_T, M_R} \quad (7.47)$$

容易导出 \mathbf{G}_{MMSE} 为

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \sqrt{\frac{M_T}{E_s}} \left(\mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H} + \frac{M_T}{\rho} \mathbf{I}_{M_T} \right)^{-1} \mathbf{H}^{\text{H}} \quad (7.48)$$

性能 第 k 个 $(1, 2, \dots, M_T)$ 已解码流上的信干噪比 (signal to interference noise ratio, SINR) 可以写成

$$\eta_k = \frac{1}{\left[\left(\frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}^H \mathbf{H} + \mathbf{I}_{M_T} \right)^{-1} \right]_{k,k}} - 1 \quad (7.49)$$

或等价地

$$\eta_k = \frac{\det(\mathbf{R}_y)}{\det\left(\mathbf{R}_y - \frac{E_s}{M_T} \mathbf{h}_k \mathbf{h}_k^H\right)} - 1 \quad (7.50)$$

其中 \mathbf{h}_k 是 \mathbf{H} 的第 k 列。式(7.49)和式(7.50)中 -1 这一项是用来解释偏差的[Cioffi, 2002]。 η_k 的准确统计性现在还没有能恰当的描述。但是,对高信噪比和低信噪比区域来说可以作些评价。在低信噪比时,最小均方误差近似匹配滤波器 ($\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = N_o^{-1} \sqrt{E_s/M_T} \mathbf{H}^H$),且优于继续增强噪声的迫零接收机。在高信噪比时有

$$\mathbf{G}_{\text{MMSE}} = \sqrt{M_T/E_s} \mathbf{H}^+ \quad (7.51)$$

也就是说,最小均方误差会收敛到迫零接收机,可以预料到它能获得 $M_R - M_T + 1$ 重数的分集。因此最小均方误差接收机是优于迫零接收机的。

这样就完成了对线性接收机的讨论。下面一节着重讨论非线性空时接收机,特别是连续对消技术。

空间复用(SM)的连续对消(SUC)接收机

连续对消接收机(见图 7.11)的主要思想就是层剥落,在这里符号流被连续解码并且被一层一层的剥去。对一个单独的向量符号,下面简要总结了它的算法。

步骤 1: 从第一个流获得符号,

$$z = \mathbf{g} \mathbf{y} \quad (7.52)$$

其中 \mathbf{g} 是迫零/最小均方误差接收机 \mathbf{G} (参见式(7.41),式(7.48))第一行。切 z 来解码 s_1 。

步骤 2: 假设对 s_1 的判决是正确的,再次调制以得到 s_1 并从接收到的信号 \mathbf{y} 中减去它的贡献。约简的信号模型是

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{(-1)} &= \mathbf{y} - \mathbf{h}_1 s_1 \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H}_{(-1)} \mathbf{s}_{(-1)} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (7.53)$$

这里 $\mathbf{y}_{(-1)}$ 是除去了 s_1 的贡献的维数为 $M_R \times 1$ 的已接收向量, \mathbf{h}_1 是 \mathbf{H} 的第一列, $\mathbf{H}_{(-1)}$ 是维数为 $M_R \times (M_T - 1)$ 的约简信道模型,其中

$$\mathbf{H}_{(-1)} = [\mathbf{h}_2 \cdots \mathbf{h}_{M_T}] \quad (7.54)$$

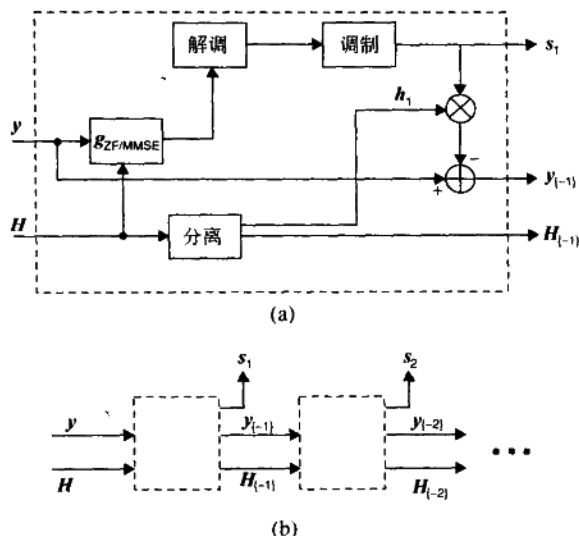


图 7.11 连续对消(SUC)接收机: (a)连续对消(SUC)的一个阶段; (b)每一阶段“剥去”一层来对向量符号解调。

且 $s_{\{-1\}}$ 是一个维数为 $(M_T - 1) \times 1$ 的约简信号向量, 由下式给出

$$s_{\{-1\}} = [s_2 \cdots s_{M_T}]^T \quad (7.55)$$

步骤 3: 返回步骤 1, 获得第二个流并一直重复直到向量符号被解码。

性能 倘若每一层的所有判决都是正确的(没有错误传播), 在第 k 步解码之后等价的系统模型有 $M_T - k$ 个发送天线和 M_R 个接收天线。事实上, 如果假设每一阶段使用一个迫零接收机, 那么第 k 个流上的信噪比是一个自由度为 $2k$ 的 Chi-squared 随机变量。最小均方误差接收就会有更好的信噪比统计特性。

没有排序和假设无错误传播的连续对消把 MIMO 信道转换成一组平行信道, 这些平行信道在每个连续的阶段增加分集。在现实中, 将会有错误传播(与 SISO/SIMO 判决反馈均衡器类似), 特别当没有足够时间编码时更会如此。那么错误率性能就由最弱的流决定, 这个流是接收机解码的第一个。因此, 随后层分集性能的改进并没有作用。图 7.12 画出了在 $H = H_w$ 的频率平坦信道中, 连续对消和最小均方误差接收机的误符号率, 这两种接收机是对空间复用-水平编码, 4-正交幅度调制, 其 $M_T = M_R = 2$ 。可以看到连续对消只比最小均方误差稍稍好一点。

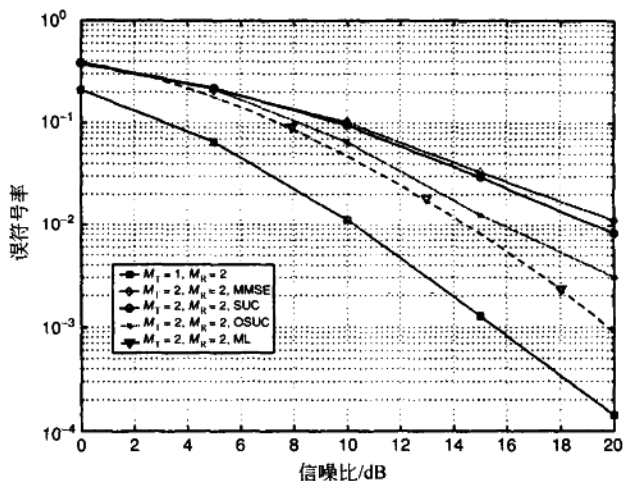


图 7.12 在 H_w MIMO 信道中,最大似然(ML),有序连续对消(OSUC),连续对消(SUC)和最小均方误差(MMSE)接收机的比较,其中对 $M_T > 1$ 未编码空间复用。有序连续对消要优于连续对消和最小均方误差。

有序连续对消(OSUC)

一种更好的接收机是有序连续对消接收机,它被用在垂直贝尔实验室分层空时(V-BLAST)接收机中[Wolniansky *et al.*, 1998; Golden *et al.*, 1999]。有序连续对消蕴涵的原理就是在每个阶段的开始,选择有最高信干噪比的流进行剥落。这就改进了判决的质量,并且对连续对消方法来说表现出最优。连续对消算法只要求一些小改动,就是在每个阶段计算剩余流的信干噪比,并且选择有最高信干噪比的流进行解码。

采用有序连续对消,已解码流有一个选择分集的固有形式[Eng *et al.*, 1996],因为它的信干噪比是剩余流的信干噪比中最大的。图 7.12 中对有序连续对消和连续对消的性能进行了比较。有序连续对消显著优于连续对消,但还是没有达到最大似然接收机所获得的 M_R 的分集重数。

讨论 对有序连续对消进行确切分析比较困难,这里就不进行了。[Gore *et al.*, 2002a]中提出了假定在理想编码/解码情况下有序连续对消性能的上限。此外,有序连续对消算法表现出本质上是与广义判决反馈均衡器(GDFE)[Cioffi and Forney, 1997; Ginis and Cioffi, 2001]相类似,GDFE 是传统 SISO 判决反馈均衡器到向量传送的扩展。有序连续对消接收机的一个缺点就是高计算复杂度要求。算法中的置零(或替之为最小均方误差)和对消的步骤计算强度很大,并且以发送天线数量($M_T = M_R = M$)的四次幂增长。这可能是实际中最

主要的局限。但是,有效的平方根算法[Hassibi,1999,2000]把这个要求降到了以发送天线数量的三次幂增长的复杂度。

表 7.1 总结了有未编码空间复用的多种接收机的性能。迫零,最小均方误差和连续对消接收机只提供 $M_R - M_T + 1$ 重数的分集,但是有不同的信噪比损失。因为有排序(选择)处理,有序连续对消接收机可能会有大于 $M_R - M_T + 1$ 重数的分集。最大似然接收机是最优的,能够获得 M_R 重数的分集。

表 7.1 空间复用-水平编码(SM-HE)接收机比较性能的概括

接 收 机	分 集 重 数	SNR 损失
迫零(ZF)	$M_R - M_T + 1$	高
最小均方误差(MMSE)	$\approx M_R - M_T + 1$	低
连续对消(SUC)	$\approx M_R - M_T + 1$	低
有序连续对消(OSUC)	$\geq M_R - M_T + 1 \leq M_R$	低
最大似然(ML)	M_R	零

7.4.3 水平和对角编码的空间复用

到目前为止我们已经假设了未编码空间复用并且集中在向量符号解调上。实际系统将采用编码空间复用,比如空间复用-水平编码,空间复用-对角编码(对角贝尔实验室分层空时(D-BLAST))或者其变体。

水平编码的空间复用

上面所研究的所有接收机对水平编码都适用。主要区别在于,我们应该在每一层解码一个块而不是前述的每一层一个符号。因为一个给定的信息位和相联的奇偶位都是从同一个天线发送,对迫零和最小均方误差接收机分集重数将保持在 $M_R - M_T + 1$ 。编码可以改善判决的可靠性,并将减少连续对消接收机中错误传播的影响。最大似然接收机可以达到 M_R 重数的分集。此外,由于编码增益,时间编码增强了错误性能。

对角编码的空间复用(D-BLAST)

这是一个连续对消接收机,其层是在天线中成对角分布的(因此为“对角”)而不是像在水平编码中每一层在一个单独的天线中的。最开始的无用的空时三角块用来初始化接收机。图 7.13 中解释了对角层剥落。假设为无错编码。当解码并剥落层 A 时(就露出层 B),我们就处于与刚开始解码层 A 时一样的情形中。就可以用层 A 的方式同样地来解码(剥落)层 B。这个过程可以一直重复,直到剥去所有层。使用设计较好的码,对角编码结构可以在所有的天线中均一的分配信息位。那么恰当的解码就能保证 $M_T M_R$ 的分集重数。

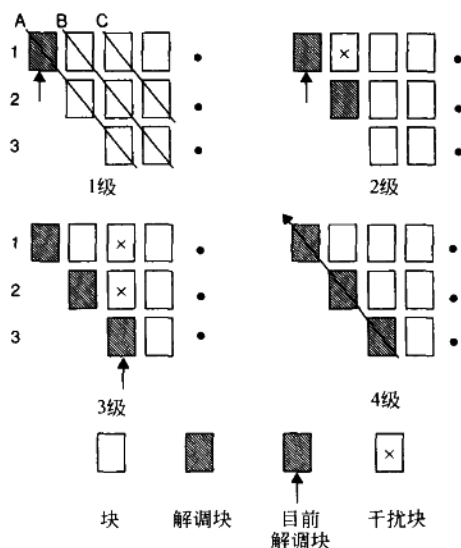


图 7.13 阶段 1: A1 的最小均方误差(MMSE)解调。阶段 2: A2 的最小均方误差(MMSE)解调(B1 是干扰)。阶段 3: A3 的最小均方误差(MMSE)解调(B2 和 C1 是干扰)。阶段 4: 层 A 被解码且剥去。

对角编码本质上是允许在每一层中使用标量信道编码来实现容量有效 MIMO 传送。在块衰落信道模型中,这就意味着它对给定误包率和信噪比支持最高传送速率(见第 11 章)。

7.4.4 频率选择性信道

对 SISO 和 SIMO 频率选择性信道所研究的迫零,最小均方误差,判决反馈均衡器和最大似然接收机也可以扩展到 MIMO 频率选择性信道。MIMO 判决反馈均衡器已经受到了关注[Al-Dhahir and Sayed, 2000; Al-Dhahir *et al.*, 2001; Zhu and Murch, 2001; Lozano and Papadias, 2002]。MIMO 接收机除了符号间干扰之外还要处理多流干扰。在 MIMO 判决反馈均衡器接收机中,我们使用一般的原理估计并减去从先前符号得到的符号间干扰和从先前层中得到的多流干扰如果这些估计是正确的,我们就不会受到错误传播的损失。

7.5 迭代 MIMO 接收机

根据香农理论,容量实现策略应该把适当的信道编码和渐近大码字大小结合起来,接收端是最优匹配(最大似然)解码器。在实际情况中,当我们必须使用有限块大小码时,有效设

计应该具有在所有信号维数中交织的随机码字结构,当然,还有最大可用码字长度以跨越最大消息段。此外,接收机应该使用接近最优解码来逼近最大似然性能。虽然用垂直/对角编码策略和随后的发送天线中码字的序列映射可以实现接近最优性能,这种策略中的优化解码复杂程度高得惊人。迭代接收机设计可以接近最优性能而复杂度又是可以接受的。已经有数位作者研究过一般的迭代解码相关的思想了: turbo 和 LDPC [Berrou *et al.*, 1993; Benedetto *et al.*, 1998; MacKay, 1995], turbo 解调 [ten Brink *et al.*, 1998] 以及迭代多用户检测 [Wang and Poor, 1999]。

MIMO 的迭代接收机是基于迭代干扰对消和解码的组合。接收到的信号被认为是一组互相干扰的数据流(即,有多流干扰),它们来自于多发送天线并通过基本联合编码策略联系起来。多流干扰的出现促成了多用户检测构架的形成,而普通基本码导致了数据流的联合迭代解码。图 7.14 是这种策略的一般块结构图。数据流的迭代解码是由标准软输入软输出解码实现的 [Bahl *et al.*, 1974; Robertson *et al.*, 1974]。码位上的外在信息,被计算为软输入软输出解码器输入和输出的差异,在不同流的解码器之间相互交换。软迭代干扰对消包括从接收到的信号中除去干扰的后天期望值,期望值是基于先前的软输入软输出解码步骤。

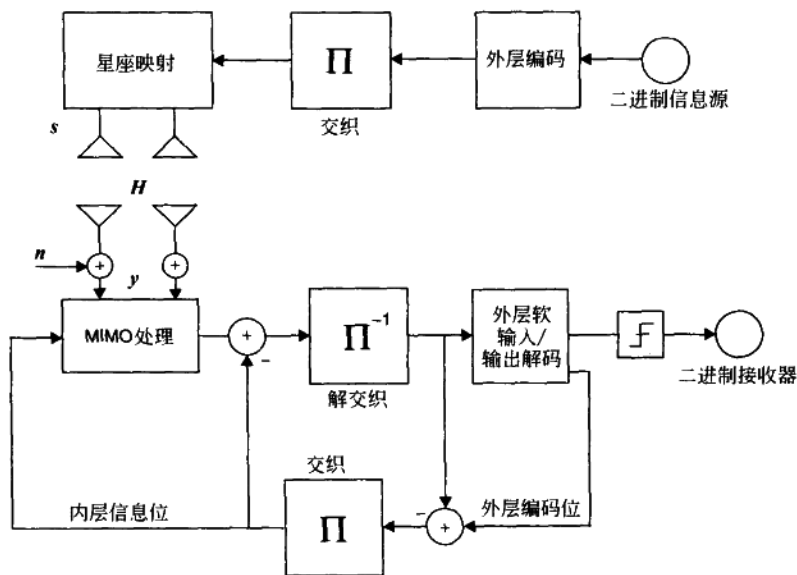


图 7.14 迭代接收机的一般结构图。

[Ariyavisitakul, 2000] 和 [Sellathurai and Haykin, 2000] 提出了迭代干扰对消的分层接收机, 并且都是基于 D-BLAST 策略的 [Foschini, 1996], D-BLAST 策略使用渐近大对角分

层一维码获得容量的。而 Ariyavisitakul 考虑一个通用标量编码策略, Sellathurai 和 Haykin 却提出了一种改进的对角贝尔实验室分层空时(D-BLAST)编码策略,这个策略“填充”了空时浪费,并且把整组对角层级联成 M_T 个在 M_T 个天线中交织的循环对角层。在接收机使用迭代处理来接近最大似然性能。这些修正减少了标准 D-BLAST 编码器的不足之处,也就是当在每个对角层使用最优大码时大的空时浪费。更多细节阅读第 7.4.3 节。要注意的是,如果对每一层使用短的码字块,那么基于对角层的连续剥落的 D-BLAST 接收机并不是最优的。

迭代接收机就像图 7.14 描绘的那样,结合了许多特征,比如复杂度,其在迭代的次数和发送数据流的数目上呈线性,编码器的灵活性,以及有竞争力的性能(参阅 [Li *et al.*, 2000])。但是,这个方法信息理论上的分析以及恰当的统计性能分析仍然是一个主要的开放论题。

迭代 MIMO 接收机的另一大派系则是基于空时编码调制概念的。MIMO 传送可以被认作编码调制(或是级联编码),其外部编码代表实际信道编码(或是平行码的级联)而内部编码是由已编码位到空时符号的映射。因此,大多数空时传送系统可以被当作编码调制的特殊情况来处理。这种系统的一般结构块图在图 7.15 中给出。

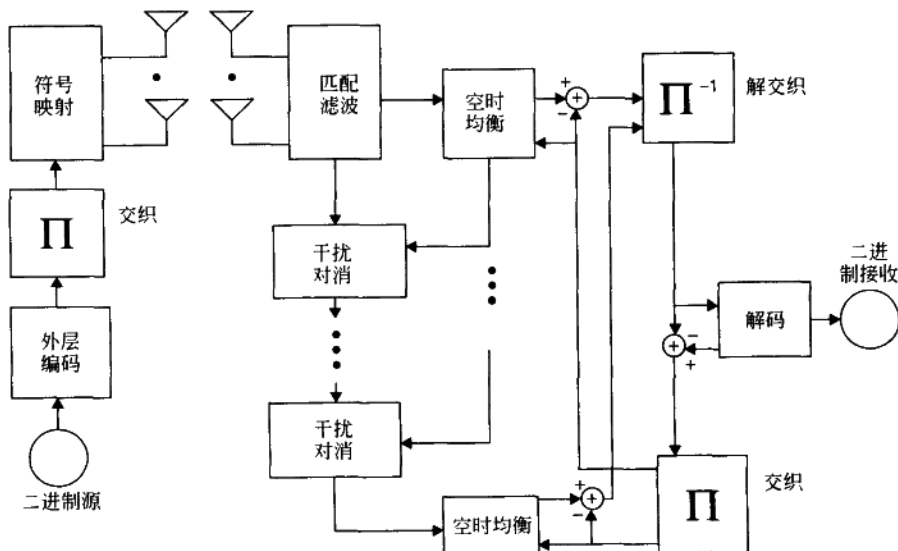


图 7.15 空时多输入多输出接收机示意图,它是基于空时编码调制概念的。

标准接收技术是 turbo 解调,它是由交互的软逆映射和带有这些步骤间外部信息交换的软输入软输出解码步骤组成的,请见图 7.15。[Liu *et al.*, 2000; Tonello, 2000; Su and Geraniotis, 2001; Schlegel and Grant, 2001; van Zelst *et al.*, 2001; Stefanov and Duman, 2001]提出了利用外部编码和内部空时映射的不同组合的空时编码调制策略的不同方案。

空时编码调制的主要缺点在于逆映射器的复杂性。传统最大后验概率(MAP)和逐位最大似然逆映射器的复杂度随每空时符号发送的(编码的)位数而呈指数比例的增长。虽然对大多数 SISO 无线系统来说是可以承受的,但是对高数据率的 MIMO 系统来说,这个复杂度就过大了。复杂度问题已经通过球形译码介绍过了,更详细的讨论在第 7.4.2 节介绍过了。可以用列表译码来扩展标准球形译码,以提供能保证软比特的精确计算的候选空时符号的列表[Hochwald and ten Brink, 2001]。

外部编码和空时映射的设计是研究的一个主要活跃领域。一个前景较大的设计方法是基于外部信息传递(EXIT)图表[ten Brink, 1999],它被广泛用于 turbo 码和 turbo 解调的分析和设计。尽管其本质上是经验地,但是基于 EXIT 图表的分析会导致满意的结果。此外,EXIT 图表在信息理论特性上的成果[Ashikhmin *et al.*, 2002b]洞悉了 EXIT 图表的形状和最大可达信息率之间的关系。进而,这些成果提供了一个系统设计外部编码和空时映射的方法[Ashikhmin *et al.*, 2002a]。

8.1 引言

到目前为止我们通常都是假设信道信息总是在接收端可用的且在发送端不可用。这一章中,将考虑发送端也知道一定程度的信道信息的情况。这个信息可以是完全的,也可以是部分的。完全信道信息意味着信道 H 对发送端是可知的。正如第 3 章中介绍的,这是不便于确定的。另一方面,部分信息却更便于获得。部分信道信息可以指瞬时信道的一些参数(比如矩阵信道的状态数目)或是一个统计量(比如发送或接收相关性)。

本章中,将证明怎样利用发送端的信道信息来改善链接性能。利用发送端的信道信息(见图 8.1)的策略取决于多种因素:

- 信道信息的种类(完全的或是部分的)
- 对发送信号或编码的选择(空间复用,正交空时块码)和对接收机的选择(最大似然,迫零,最小均方误差,连续对消)
- 要被优化的性能指标(容量,平均错误率等)
- 发送端的功率限制(总功率,总功率+峰值功率等)

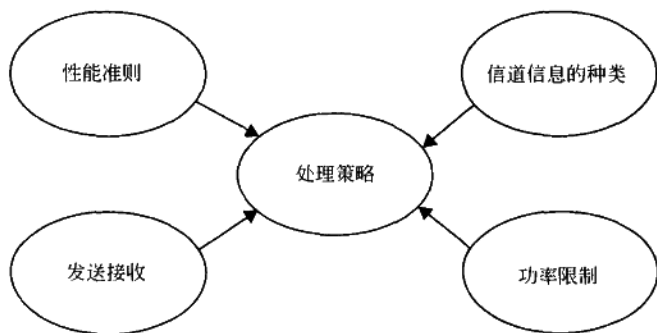


图 8.1 影响发送端预滤波的因素。

设计者可以从许多发送处理策略中选择。我们学习两个此类策略——线性预滤波和选择——以及提供这两种的代表性实例。给定一个特定的发送策略,问题就简约为决定基于优化准则的处理器参数,信道信息以及发送信号和接收机设计选择。为简化描述,假设这一章中大多数情况是频率平坦衰落且 $M_T = M_R = M$ 。

8.2 线性预滤波

图 8.2 显示的是利用信道信息的预滤波框图。要被发送的已编码信号, $\mathbf{x}(M \times 1)$, 在发送之前被乘以一个 $M \times M$ 的预滤波矩阵 \mathbf{W} 。 \mathbf{W} 也可以被解释成一个波束成形器。频率平坦信道下输入输出关系是

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (8.1)$$

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (8.2)$$

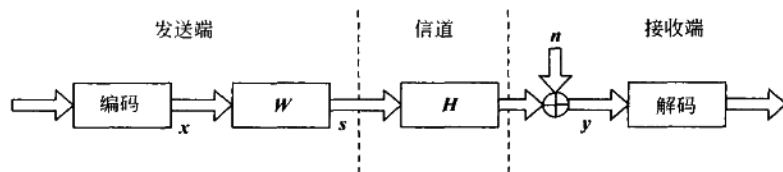


图 8.2 一个利用信道信息发送端有预滤波设计的 MIMO 系统

这里 \mathbf{x} 满足 $\mathcal{E}\{\mathbf{x}\mathbf{x}^H\} = \mathbf{I}_M$ 且

$$\mathbf{s} = \mathbf{W}\mathbf{x} \quad (8.3)$$

于是就有已发送信号的协方差矩阵 \mathbf{R}_{ss} 由下式给出

$$\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{W}\mathbf{W}^H \quad (8.4)$$

预滤波矩阵 \mathbf{W} 必须满足发送端的功率限制。如果我们要求总平均发送功率为 E_s , 那么

$$\|\mathbf{W}\|_F^2 = \text{Tr}(\mathbf{R}_{ss}) = M \quad (8.5)$$

作为选择, 如果除了 E_s 的总平均功率限制之外, 每个发送天线还有一个 E_{peak} 的峰值功率限制, 那么 \mathbf{W} 必须满足一个混合功率限制

$$\|\mathbf{w}_j\|_F^2 = [\mathbf{R}_{ss}]_{j,j} \leq \frac{E_{\text{peak}} M}{E_s} \quad (8.6)$$

$$\|\mathbf{W}\|_F^2 = M \quad (8.7)$$

其中 \mathbf{w}_j 是 \mathbf{W} 的第 j 行 ($j=1, 2, \dots, M$)。

8.3 最大速率的最佳预滤波

8.3.1 完全信道信息

在下面的讨论中我们假设信道 \mathbf{H} 是满秩的,也就是说, $r=M$, 并且对发送端和接收端是完全已知的。回顾第 4 章, MIMO 信道的容量是

$$C = \max_{\mathbf{R}_{ss}} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{E_s}{MN_0} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H \right) \text{bps/Hz} \quad (8.8)$$

由于 $\mathbf{R}_{ss} = \mathbf{W} \mathbf{W}^H$, 容量是在 \mathbf{W} 上以适用的限制使等式右边最大化来实现的。给定一个总平均功率限制, 可以通过利用第 3 章中介绍的注水算法找到 $\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}}$ 。此外, 在混合功率的限制下, 我们可以看到优化问题是凸面的, 且可以通过数值法找到 $\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}}$ [Sampath, 2001]。根据式(8.4), 就有, 只要找到 $\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}}$, 那么最佳预滤波矩阵 \mathbf{W}^{opt} 由下式给出

$$\mathbf{W}^{\text{opt}} = \mathbf{Q}_{\text{opt}} \mathbf{\Lambda}_{\text{opt}}^{1/2} \quad (8.9)$$

其中 $\mathbf{Q}_{\text{opt}} \mathbf{\Lambda}_{\text{opt}} \mathbf{Q}_{\text{opt}}^H$ 是 $\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}}$ 的特征分解。

总功率限制, $\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss}) = M$

由式(4.26)可知, 解是

$$\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}} = \mathbf{V} \mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}} \mathbf{V}^H \quad (8.10)$$

其中 $\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}}$ 是通过注水算法找到的对角矩阵。因此, 由式(8.9)有

$$\mathbf{W}^{\text{opt}} = \mathbf{V} (\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}})^{1/2} \quad (8.11)$$

把式(8.11)代入式(8.2), 并且用 \mathbf{U}^H 左乘(在接收端乘以酉矩阵不会改变互信息), 其中 $\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H$, 式(8.2)简化成

$$\hat{\mathbf{y}} = \sqrt{\frac{E_s}{M}} \mathbf{\Sigma} \hat{\mathbf{s}} + \tilde{\mathbf{n}} \quad (8.12)$$

其中 $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$ 且 $\hat{\mathbf{s}} = (\mathbf{R}_{ss}^{\text{opt}})^{-1/2} \mathbf{x}$ 。这恰好是在第 4 章中使用模式分割和为使速率最大化基于功率分配的注水算法所得到的结果。

8.3.2 部分信道信息

现在来研究当发送端仅有一些信道统计量的信息可用时的 \mathbf{W}^{opt} 。假设信道经历了发送相关且没有接收相关, 并且发送相关矩阵是对发送端已知的。当发送天线被以小于相干距离的间距隔开时, 就会发生相关模型, 而接收天线是完全非相关的。这种信道可以被建模为

(参阅第 3 章)

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2} \quad (8.13)$$

其中 \mathbf{R}_t 是发送相关矩阵。假设发送端知道 \mathbf{R}_t 但不知道实际信道实现 \mathbf{H} 。

因为发送端只是知道信道的统计量,所以速率优化只是在统计意义上来讲有可能,可对断线或遍历性容量的优化。对遍历性容量 \bar{C} 操作产生简易的分析,下面就讨论这个。优化问题由下式给出

$$\bar{C} = \max_w \mathcal{E} \left\{ \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_k} + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{W} \mathbf{W}^H \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (8.14)$$

总功率限制要求 $\|\mathbf{W}\|_F^2 = M$ 。从 [Jafar *et al.*, 2001] 中可以看到,当满足下式时容量就能实现

$$\mathbf{W}^{\text{opt}} = \mathbf{Q}_{R_t} \Delta_w^{1/2} \quad (8.15)$$

其中 \mathbf{Q}_{R_t} 是 \mathbf{R}_t 的特征向量矩阵(也就是说, $\mathbf{R}_t = \mathbf{Q}_{R_t} \Delta_{R_t} \mathbf{Q}_{R_t}^H$) 并且 Δ_w 是一个对角功率分配矩阵,它满足

$$\text{Tr}(\Delta_w) = M \quad (8.16)$$

因此这个解意味着我们随 \mathbf{R}_t 的特征向量发送。但是,最佳功率分配 Δ_w 仍然是一个尚未解决的问题。在 [Shiu and Kahn, 1998; Jorswieck and Boche, 2002] 中尝试描述了这个解答。比如,如果发送协方差矩阵 \mathbf{R}_t 接近为 1 的秩,那么就有一信噪比范围,对它们的最佳策略(速率最大化)就是引导所有的功率进入 \mathbf{R}_t 的主特征模式中。这与主模传送是类似的,在主模传送中信道对发送端是完全已知的,且秩接近 1。[Shiu and Kahn, 1998; Gorokhov, 2000] 中提出了一种基于“随机注水”的一般解法,这种解法把遍历性容量的近似值最大化。与 \mathbf{H} 的特征模式比较起来,这种解法是在 \mathbf{R}_t 的加权特征模式上使用注水算法。

我们可以用仿真研究来说明统计信息和预滤波。考虑一个 $M=4$ 的 MIMO 信道且发送相关 \mathbf{R}_t 由下式给出

$$\mathbf{R}_t = \begin{bmatrix} 1 & 0.9 & 0.81 & 0.729 \\ 0.9 & 1 & 0.9 & 0.81 \\ 0.81 & 0.9 & 1 & 0.9 \\ 0.729 & 0.81 & 0.9 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.17)$$

图 8.3 画出了在以下情况中用 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}_t^{1/2}$ 描述的信道的遍历性容量:

(a) 发送端没有信道信息,并且选择了 $\mathbf{W} = \mathbf{I}_M$,也就是说,没有利用预滤波。

(b) 部分信道信息(\mathbf{R}_t)可用,并且使用了 [Shiu and Kahn, 1998; Gorokhov, 2000] 中介绍的“随机注水”。

(c) 完全信道信息 \mathbf{H} 可用,并且对每个信道实例进行使用最佳注水功率分配的模式传送。

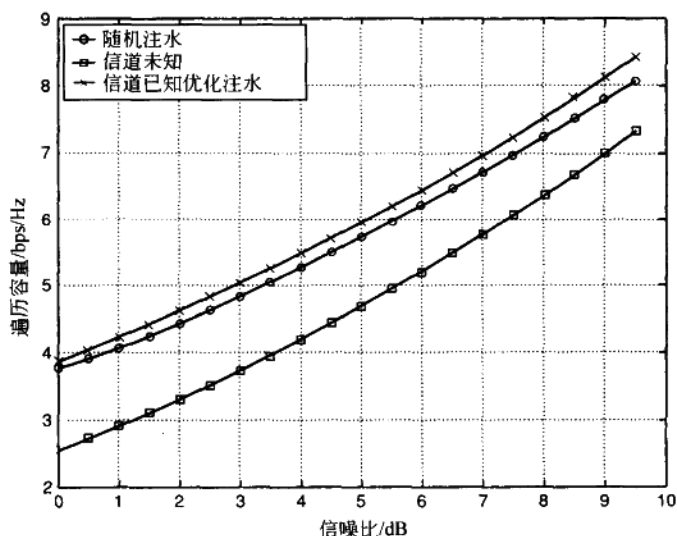


图 8.3 基于发送端可用信道信息程度的遍历性容量比较。

观测到完全基于 R_i 的信息的随机注水优于无信道信息的情况,但却次于完全信道信息解法。部分信道信息和完全信道信息之间的性能差距随相关性的增长而减少。这是根据早前对完全和部分信道信息解法收敛于单模态(秩为 1)信道的评论得到的。

8.4 使误码率最小化的最佳预滤波

8.4.1 完全信道信息

在发送端已知完全信道信息且有总功率限制的情况下,模态分割是最佳的,并且 \mathbf{W} 由式(8.9)给出。只有当在分离的标量信道上使用非渐近(有限块长)编码时,误码率最小化的问题才有意义。剩下功率分配的问题可以依据每个模式中的信噪比(也就是功率)和它对符号率的影响来提出。

已经有几位作者[Yang and Roy, 1994; Sampath *et al.*, 2001; Scaglione *et al.*, 2002]研究了几种不同的方法,它是基于每个模式的输入和输出之间的信噪比倒数(或者等效的)均方估计误差。一般解是一个信噪比倒数(或均方估计误差)的加权总和,并且取决于对权值的选择,产生了许多著名的解法[Sampath *et al.*, 2001]。

8.4.2 部分信道信息

现在讨论当发送端知道发送相关 \mathbf{R}_i 时,使用误差准则的概率来优化预滤波 \mathbf{W} 的情况。特别地,我们使用成对错误概率准则,可以产生易于处理的分析。很容易把 \mathbf{W} 融入信道本身,在这一节的剩余部分把 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}_i^{1/2} \mathbf{W}$ 当作有效信道。

正如在第6章中提出过的,成对错误概率,即对于一个信道 \mathbf{H} 的特定实现,把已发送码字 $\mathbf{X}^{(i)}$ 错当成 $\mathbf{X}^{(j)}$ 的概率 ($j \neq i$),由下式给出其上限

$$P(\mathbf{X}^{(i)} \rightarrow \mathbf{X}^{(j)} | \mathbf{H}) \leq e^{-\frac{\rho}{4M} \|\mathbf{H}\mathbf{E}_{i,j}\|_F^2} \quad (8.18)$$

其中 $\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{X}^{(i)} - \mathbf{X}^{(j)}$ 是维数为 $M_T \times T$ 的错误字。在信道中取平均而得到的平均成对错误概率由下式给出其上限

$$P(\mathbf{X}^{(i)} \rightarrow \mathbf{X}^{(j)}) \leq \left(\frac{1}{\det(\mathbf{I}_M + (\rho/4M) \mathbf{E}_{i,j}^H \mathbf{W}^H \mathbf{R}_i \mathbf{W} \mathbf{E}_{i,j})} \right)^M \quad (8.19)$$

在总平均功率限制下,优化问题简化成了选择 \mathbf{W} 来最大化下式

$$\max_{\text{Tr}(\mathbf{W}\mathbf{W}^H) = M} \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{4M} \mathbf{E}_{i,j}^H \mathbf{W}^H \mathbf{R}_i \mathbf{W} \mathbf{E}_{i,j} \right) \quad (8.20)$$

假设 \mathbf{R}_i 和 $\mathbf{E}_{i,j}$ 是满秩的,最佳 \mathbf{W} 满足

$$\mathbf{W}^{\text{opt}} = \mathbf{Q}_{\mathbf{R}_i} \mathbf{\Lambda}_w^{1/2} \mathbf{Q}_{\mathbf{E}_{i,j}}^H \quad (8.21)$$

其中 $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H = \mathbf{Q}_{\mathbf{E}_{i,j}} \mathbf{\Lambda}_{\mathbf{E}_{i,j}} \mathbf{Q}_{\mathbf{E}_{i,j}}^H$ ($\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H$ 的特征分解) 和 $\mathbf{\Lambda}_w$ 是对角矩阵,它们的对角元素可用注水算法计算处理[Sampath, 2001]。 \mathbf{W}^{opt} 取决于错误矩阵 $\mathbf{E}_{i,j}$ 。通常我们应该选择 $\mathbf{E}_{i,j}$ 来表示最坏的情况(最大成对错误概率)。实际上,最坏情况错误字是很难确定的,使这种近似方法复杂化。

对正交空时块码(OSTBC)这种解法就非常简化了,正交空时块码有满足 $\mathbf{E}_{i,j} \mathbf{E}_{i,j}^H = d_{\min}^2 \mathbf{I}_M$ 的误差矩阵 $\mathbf{E}_{i,j}$, 并且其中 d_{\min} 是基本标量星座的最小距离。因此,对正交空时块码

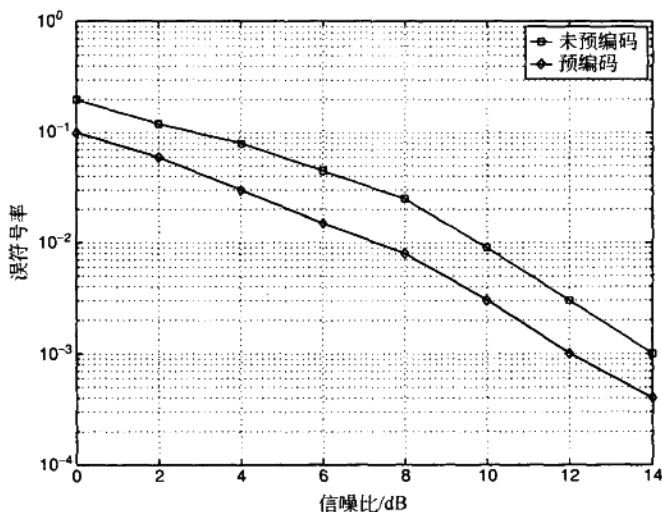
$$\mathbf{W}_{\text{OSTBC}}^{\text{opt}} = \mathbf{Q}_{\mathbf{R}_i} \mathbf{\Lambda}_w^{1/2} \quad (8.22)$$

最佳方法就是在 \mathbf{R}_i 的模式上发送信号,在这种意义上来说,以上就是与速率最大化的解法类似的。

对正交空时块码的预滤波的增益可通过下面的例子来论证。考虑一个 $M=2$ 且使用 Alamouti 编码的 MIMO 信道。信道用下式来相关

$$\mathbf{R}_i = \begin{bmatrix} 1 & 0.5 \\ 0.5 & 1 \end{bmatrix} \quad (8.23)$$

图 8.4 画出了带和没带预滤波($\mathbf{W}_{\text{OSTBC}}^{\text{opt}}$)时的误符号率曲线,并且证明了带预滤波有 2dB 的增益。更详细的处理请参考[Sampath and Paulraj, 2001]。以上的讨论同样适用于使用正交空时块码的 MISO 信道。

图 8.4 基于 R_t 的信息对 Alamouti 编码的预滤波改善了性能。

有一种有趣的传播情况,它在只给出信道协方差的信息的条件下,合并了发送最大比合并和 Alamouti 编码。考虑这种情况,比如,发送端有两个紧密子阵列的 MISO 信道,每个子阵列有 N 个天线。子阵列被很好地隔离开。这个 $1 \times 2N$ 的信道可以写成

$$\mathbf{h}^T = [\mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2^T] \quad (8.24)$$

其中 \mathbf{h}_i^T 是 $1 \times N$ 的子阵列信道。让在一个子阵列之内的天线之间的信道相干(完全相关),而子阵列之间非相关。所以协方差矩阵 \mathbf{R} 是如下形式

$$\mathbf{R} = \mathcal{E}\{\mathbf{h}\mathbf{h}^H\} = \begin{bmatrix} \mathcal{E}\{\mathbf{h}_1\mathbf{h}_1^H\} & \mathbf{0}_{N,N} \\ \mathbf{0}_{N,N} & \mathcal{E}\{\mathbf{h}_2\mathbf{h}_2^H\} \end{bmatrix} \quad (8.25)$$

要注意的是 $r(\mathbf{R})=2$ 。假设 $\|\mathbf{h}_1\|_F^2 = \|\mathbf{h}_2\|_F^2 = 1$, \mathbf{R} 的特征向量由下式给出

$$\begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \mathbf{0}_{N,1} \end{bmatrix} \text{ 和 } \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{N,1} \\ \mathbf{h}_2 \end{bmatrix} \quad (8.26)$$

且两个关联的非零特征值是 1。因此, \mathbf{R} 的特征向量在每个子阵列提供信道响应。最佳策略应该是在子阵列之间用 Alamouti 编码在每个子阵列用波束成形(发送最大比合并),以获取可用的阵列增益和分集增益。图 8.5 图示了这种策略。

当进行发送预滤波时的统一方法就是在完全信道信息可用时,以信道的特征模式发送,而在只有部分信道信息可用时,以发送信道协方差矩阵的特征模式发送,两种情况中都使用恰当的功率分配。

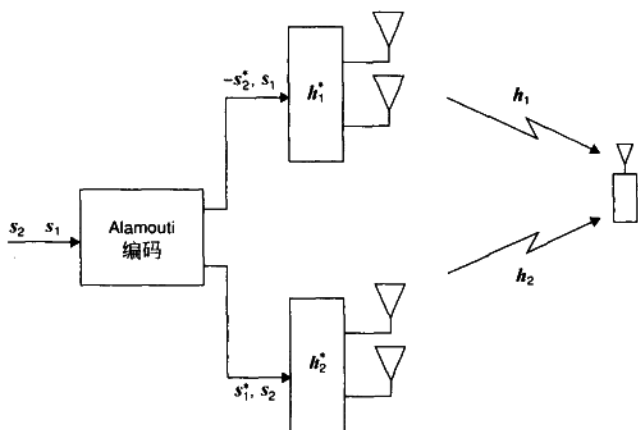


图 8.5 混合有传统波束成形的 Alamouti 编码。

8.5 在发送端的选择

我们把选择作为发送端的一种预处理来研究。考虑两种方法：(a)在不同的空时编码技术之间转换；(b)天线子集选择转换。

8.5.1 在空间复用和分集编码之间的选择

假设空间复用和 Alamouti 编码策略对发送端可用，并且选择的衡量尺度是错误概率（对每种策略其传送速率通过适当的调节发送星座而保持固定）。因为信道对接收端是已知的，就可以为每一种策略计算瞬时错误概率（它取决于信道的实现），选择误码率更低的编码策略，并且把这个信息发送到发送端。

图 8.6 画出了在 2×2 的 H_w 信道中，Alamouti 策略，使用最大似然解码的未编码空间复用策略，和在 Alamouti 与空间复用之间最优转换的一种策略的误符号率。空间复用的发送星座是二进制相移键控，而 Alamouti 码使用 4-正交幅度调制星座来使数据率对两种策略都保持在 2bps/Hz。对转换策略，值得注意的是在 $SNR = 16\text{dB}$ 时有大约为 1~2dB 的增益。当然在所有信噪比上选择策略都是优于空间复用和正交空时块码。

替代计算精确的错误概率，我们可以推导一个近似的如下准则。假设在接收端最大似然解码，对未编码空间复用传送的误符号瞬时概率 P_{SM}^{inst} 可用下式近似（参见式(6.5)）

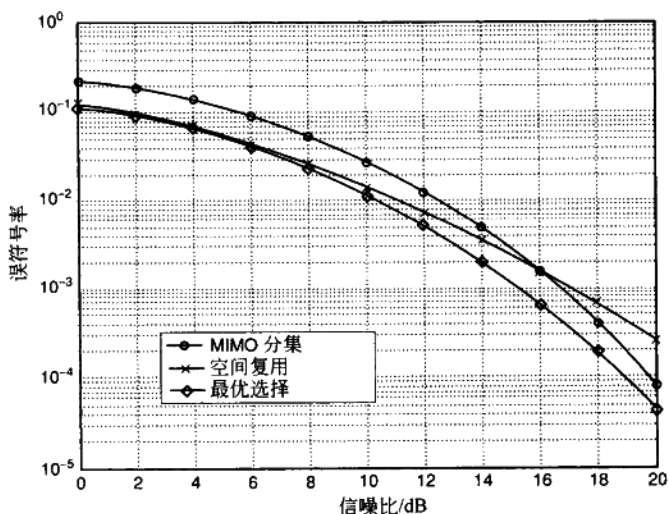


图 8.6 转换(OSTBC, SM)传送技术与固定的正交空时块码(OSTBC)和固定的空间复用(SM)的比较。在所有信噪比上转换策略都优于另外两种技术。

$$P_{\text{SM}}^{\text{inst}} \approx Q \left[\sqrt{\frac{\rho}{2M_T}} D_{\min, \text{SM}}^2 \right] \quad (8.27)$$

其中 $D_{\min, \text{SM}}^2 = \min_{i,j} \| \mathbf{H}(\mathbf{s}^{(i)} - \mathbf{s}^{(j)}) \|_{\text{F}}^2$ 是接收端的向量星座点间距最小距离的平方, 且 $\mathbf{s}^{(i)}$ 和 $\mathbf{s}^{(j)}$ 如第 6 章定义。使用 Rayleigh-Ritz 准则, 可用下式约束 $D_{\min, \text{SM}}^2$

$$D_{\min, \text{SM}}^2 \geq \lambda_{\min} d_{\min, \text{SM}}^2 \quad (8.28)$$

其中 λ_{\min} 是 $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ 最小特征值的平方, $d_{\min, \text{SM}}^2$ 是发送标量星座最小距离的平方。 $P_{\text{OSTBC}}^{\text{inst}}$ 使用正交空时块码的误符号瞬时概率, 近似于

$$P_{\text{OSTBC}}^{\text{inst}} \approx Q \left[\sqrt{\frac{\rho}{2M_T}} D_{\min, \text{OSTBC}}^2 \right] \quad (8.29)$$

其中 $D_{\min, \text{OSTBC}}^2 = \| \mathbf{H} \|_{\text{F}}^2 d_{\min, \text{OSTBC}}^2$, 并且 $d_{\min, \text{OSTBC}}^2$ 是使用正交空时块码时的标量星座最小距离的平方。如前所述, 与正交空时块码一起使用的标量星座比与空间复用一起使用的大, 以保持速率恒定。

比较式(8.27)和式(8.29), $P_{\text{OSTBC}}^{\text{inst}}$ 要比 $P_{\text{SM}}^{\text{inst}}$ 低如果

$$D_{\min, \text{OSTBC}}^2 \geq D_{\min, \text{SM}}^2 \quad (8.30)$$

或者

$$\kappa^2 \geq \frac{d_{\min, \text{SM}}^2}{d_{\min, \text{OSTBC}}^2} \quad (8.31)$$

其中 $\kappa^2 = \|\mathbf{H}\|_F^2 / \lambda_{\min}$, 且 κ 是矩阵 \mathbf{H} 的 Demmel 条件数 [Demmel, 1988; Edelman, 1989]。式 (8.31) 说的是当信道的 Demmel 条件数高于某个阈值时 (参见式 (8.31)), 最好使用 Alamouti 传送而不是空间复用, 反之亦然。阈值取决于对 Alamouti 编码和空间复用所使用的星座。更详细的讨论请参阅 [Heath and Paulraj, 2001b]。

8.5.2 天线选择

随着多传送天线的发展而产生的一个重要的实际问题就是与每一个附加的天线有关的硬件开销 (发送放大器, 数模转换器等)。天线子集选择是一个划算的解决方法, 其传送是通过可用天线元的一个子集进行的 [Win and Winters, 2001; Molisch *et al.*, 2001; Heath and Paulraj, 2001a; Gorokhov, 2002; Gore *et al.*, 2002a; Gore and Paulraj, 2002; Blum and Winters, 2002], 因为一个最佳选择的天线系统有关的分集重数是与使用所有天线的系统的分集重数相同的。

显然, 天线选择法取决于, 发送信号策略, 接收机的结构, 优化准则和可用信道信息的种类。我们非常简要的介绍一下天线选择的两个准则: (i) 最大信息率, (ii) 最小误差 (假设为正交空时块码传送)。在两个例子中都假设发送端有完全信道信息。

图 8.7 是发送端有天线选择的系统的示意图。发送端有 M_T 个发送天线和 P 个发送射频电路。用 \mathbf{H} 表示 M_T 个发送天线和 M_R 个接收天线之间的信道。传送是通过 P 个 (来自于 M_T 个可用的) 被选择来优化性能准则的发送天线来完成的。有 $\binom{M_T}{P}$ 个不同的选择, 用 i 作索引。对应于第 i 个选择的信道由 $\mathbf{H}_i (M_R \times P)$ 给出, 并且由 \mathbf{H} 的 P 个被选列组成。

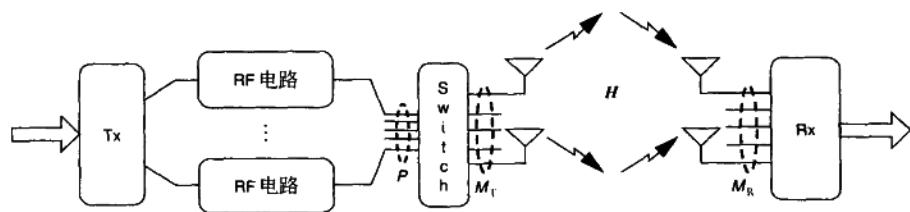


图 8.7 发送天线切换示意图。

最大信息率

优化问题可以被当作

$$C = \max_{\mathbf{I}_M, \mathbf{R}_{ss}} \log_2 \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{\rho}{P} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H \right) \quad (8.32)$$

其中 $\text{Tr}(\mathbf{R}_{ii}) = P$, 且 \mathbf{R}_{ii} 是已发送信号向量的 $P \times P$ 维协方差矩阵, 其被选要满足发送端功率限制。即使在发送端有完全信道信息, 我们仍使用等功率分配 ($\mathbf{R}_{ii} = \mathbf{I}_P$) 的次优方法。现在问题就是选择 \mathbf{H} 的 P 列的集合 (被选天线), 它使下式最大化

$$C_i = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_k} + \frac{\rho}{P} \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right) \quad (8.33)$$

最佳算法包括一个在所有 $\binom{M_T}{P}$ 个可能组合中进行的穷举搜索。已经提出了避免顺次搜索且又接近最优性能的实用算法。

图 8.8 画出了对 $M_T = 4$, 使用上面讨论的最佳选择的平均信息率, 它作为子集天线数量, P 和信噪比的函数。注意到当 $P=3$ 时, 容量是与用上所有四个天线时的几乎一样。

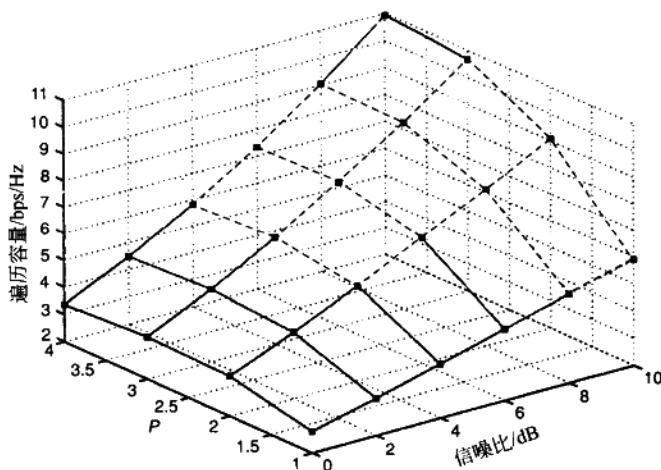


图 8.8 带有发送天线选择的遍历性容量, 作为被选天线 P 和信噪比的函数, $M_T = 4$ 。

天线选择技术和性能分析, 可以逐渐研究其他问题, 包括信道信息的不同类型, 性能准则和信号发送-接收端选择。在大多数情况下, 假设 \mathbf{H} 是一个 \mathbf{H}_w 类型的信道, 完全 ($M_R \times M_T$) 矩阵 (对分集策略相当于 $M_T M_R$) 的分集性能可以通过一个适当选择的信道 ($M_R \times P$) 来得到。现在讨论基于在使用 Alamouti 编码时使错误概率最小化的天线选择。

用 Alamouti 编码的最小误符号率 (SER)

考虑一个在发送端有天线选择功能的 MIMO 系统 (见图 8.7)。假设对 $M_R \times P$ 个链接

上的传送使用正交空时块码。误符号率取决于接收到的信噪比,它反过来只取决于被选信道矩阵的 Frobenius 范数(参阅第 6 章)。接收到的信噪比由下式给出

$$\eta = \frac{\rho}{P} \|\mathbf{H}_i\|_F^2 \quad (8.34)$$

其中 $\mathbf{H}_i (M_R \times P)$ 由 \mathbf{H} 的被选列组成。因此,最佳天线子集由使 $\|\mathbf{H}_i\|_F^2$ 最大化的 \mathbf{H} 的 P 列组成。

对 M_T 个非负变量的任意有序集合(以降序排列),开头 P 个变量的平均值要大于整个集合的平均值。因此我们有

$$\frac{\|\mathbf{H}_i^{\text{opt}}\|_F^2}{P} \geq \frac{\|\mathbf{H}\|_F^2}{M_T} \quad (8.35)$$

其中

$$\mathbf{H}_i^{\text{opt}} = \arg \max_{\mathbf{H}_i} \|\mathbf{H}_i\|_F^2 \quad (8.36)$$

而且,由于完全 $(M_R \times M_T)$ 信道的平方 Frobenius 范数是大于被选 $(M_R \times P)$ 信道的平方 Frobenius 范数的

$$\|\mathbf{H}\|_F^2 \geq \|\mathbf{H}_i^{\text{opt}}\|_F^2 \quad (8.37)$$

合并式(8.35)和式(8.37)得到

$$\frac{\rho}{P} \|\mathbf{H}\|_F^2 \geq \eta^{\text{opt}} \geq \frac{\rho}{P} \frac{P}{M_T} \|\mathbf{H}\|_F^2 \quad (8.38)$$

换句话说,对最佳选择的已接收信噪比的上限和下限是直接取决于完全信道的 Frobenius 范数的。对于一个 \mathbf{H}_w 类型的信道,式(8.38)中的上限和下限是加权的 Chi-squared 变量,其自由度为 $2M_T M_R$ 。可以得出发送选择提供同样的分集重数, $M_T M_R$ 。

接收天线选择

虽然到目前为止我们只讨论了发送选择,类似的技术对接收天线选择也同样适用。在所有的情况中,关键途径就是天线分集(行或列)中搜索,以使在给定一些信道状态和功率限制的情况下,最大化性能准则。比如,在 Alamouti 编码的特殊情况中,发送选择的分析和性能($P=2, M_T=3, M_R=2$,即在三个发送天线中选择两个)是与接收选择($M_T=2, M_R=3, P=2$,即在三个接收天线中选择两个)相同的。图 8.9 描绘出了带有接收选择功能的系统的误符号率曲线,假设在发送端使用 Alamouti 编码。

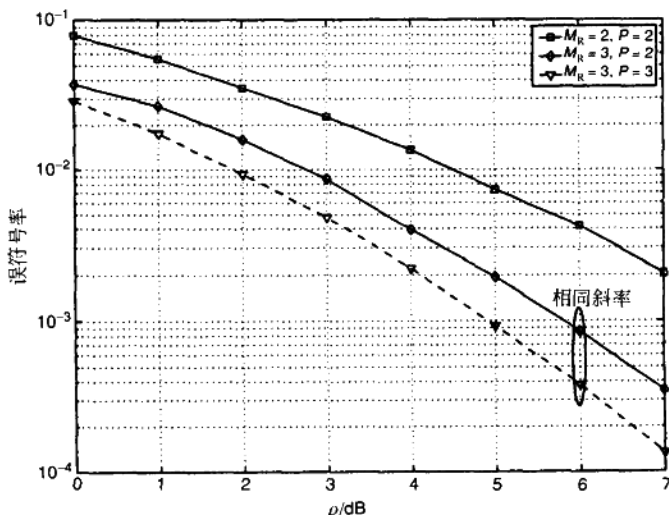


图 8.9 Alamouti 编码情况下,从三个接收天线中选择两个产生完全分集重数。

8.6 利用不完全信道信息

我们致力于在发送端对信道的估计是错误的情况下的编码策略。对信道估计和错误源请参阅第 3 章。我们研究紧密地遵循[Jöngren *et al.*, 2002]。

考虑一个 $M_T=2$ 的 MISO 信道。假设 $\mathbf{h}=\mathbf{h}_w$ 。假设接收端有完全(零错误)信道估计,而发送端有不完全信道估计, $\hat{\mathbf{h}}$ 。让两个发送端天线上真实信道和估计信道之间的相关性相同:

$$\rho_{\text{corr}} = \mathcal{E}\{\mathbf{h}_i \hat{\mathbf{h}}_i^*\}, \quad i = 1, 2 \quad (8.39)$$

假设 \mathbf{h} 和 $\hat{\mathbf{h}}$ 是联合 Gaussian, 以 $\hat{\mathbf{h}}$ 为条件的 \mathbf{h} 的条件分布也是 Gaussian, 其均值 ($\mathbf{m}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}}$) 和协方差 ($\mathbf{R}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}}$) 由下式给出

$$\mathbf{m}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}} = \rho_{\text{corr}} \hat{\mathbf{h}} \quad (8.40)$$

$$\mathbf{R}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}} = (1 - |\rho_{\text{corr}}|^2) \mathbf{I}_2 \quad (8.41)$$

当 $\rho_{\text{corr}}=1$ 时,发送端就有完全的信道估计,当 $\rho_{\text{corr}}=0$ 时,就没有可用的信道估计。因此 ρ_{corr} 是发送端的信道错误的度量。我们提出了一种取决于 ρ_{corr} , 结合 Alamouti 编码和发送-最大比合并(transmit-MRC)的策略。让发送端使用线性预滤波(见图 8.2)。信号模型

由下式给出

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{h} \mathbf{W} \mathbf{X} + \mathbf{n} \quad (8.42)$$

其中 \mathbf{y} 是 1×2 的已接收信号行向量, \mathbf{W} 是 2×2 的线性预滤波器, 并且 \mathbf{n} 是 1×2 的噪声向量。预滤波器的输入是一个 2×2 的码字块 \mathbf{X} , 它进行了 Alamouti 编码, 也就是说

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_0 & -x_1^* \\ x_1 & x_0^* \end{bmatrix} \quad (8.43)$$

其中 $x_i (i=0,1)$ 是码字的组成数据符号。优化问题就是在给定信道的条件统计性 ($\mathbf{m}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}}$, $\mathbf{R}_{\mathbf{m}_{\mathbf{h}|\hat{\mathbf{h}}}}$) 的情况下, 找到使成对错误概率最小的 \mathbf{W} 。详情请参阅 [Jöngren *et al.*, 2002]。通过对 $\rho_{\text{corr}}=0$ 和 $\rho_{\text{corr}}=1$ 检验 \mathbf{W}^{opt} , 可以研究出这种解法的一些直觉信息。当 $\rho_{\text{corr}}=0$ 时, 我们有 $\mathbf{W}^{\text{opt}} = \mathbf{I}_2$, 这个策略转化为标准 Alamouti 编码, 它显然是正确的解法, 且我们得到二重分集。当 $\rho_{\text{corr}}=1$ 时, 我们得到

$$\mathbf{W}^{\text{opt}} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \frac{\mathbf{h}^{\text{H}}}{\|\mathbf{h}\|_{\text{F}}} & \mathbf{0}_{2,1} \end{bmatrix} \quad (8.44)$$

被发送信号 $\mathbf{S} = \mathbf{W} \mathbf{X}$ 成为

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} \frac{\mathbf{h}^{\text{H}}}{\|\mathbf{h}\|_{\text{F}}} x_0 & -\sqrt{2} \frac{\mathbf{h}^{\text{H}}}{\|\mathbf{h}\|_{\text{F}}} x_1^* \end{bmatrix} \quad (8.45)$$

这就意味着符号流上有发送-最大比合并(波束成形), 并且除了二重分集外还得到平均为 3dB 的阵列增益。显然 $\rho_{\text{corr}}=1$ 优于 $\rho_{\text{corr}}=0$ 。对任意 ρ_{corr} , \mathbf{W}^{opt} 将会既优于单纯 Alamouti 编码策略(它将忽略信道信息并总是提供二重分集, 而没有阵列增益), 又优于对信道估计的单纯发送-最大比合并(在性能上它将在无分集和阵列增益到完全分集和阵列增益之间变化)。研究表明根据这种策略, 对 $\rho_{\text{corr}} > 0.8$ 有显著的改善。

[Visotsky and Madhow, 2001] 已经研究了 MISO 信道下以上的问题。他们表明通过使主特征向量等于信道平均 $\hat{\mathbf{h}}$, 而其他特征向量成为带有相同关联特征值的任意标准正交集来构造 $\mathbf{R}_{\text{ss}}^{\text{opt}}$ 。类似地, 对第 8.3.2 节中的协方差反馈的最优性也是这样, [Narula *et al.*, 1998] 表明, 当信道不确定性下降时, 沿信道均值的波束成形将使遍历性容量最大。

短评

我们已经讨论了一些在发送端利用信道信息的方法, 但还有许多其他的可用的方法。比如, 在移动通信的第三代 (3G) 标准中, 为了在发送-最大比合并策略中使用, 向量信道的瞬时量化相位在接收端被估计, 并且反馈到发送端。在存在这样的部分信息的情况下的发送端优化是当前研究的一个活跃领域 [Jöngren *et al.*, 2002; Nabar *et al.*, 2001; Narula *et al.*, 1998]。

虽然大多数讨论都是针对 MIMO 信道的,还是可以很容易的看到作为特殊情况的对 MISO 信道的扩展。同样的,这一章中介绍的技术也能被扩展到频率选择性情况中。对单载波调制,现在我们需要考虑符号间干扰均衡了。包括 Tomlinson-Harashima 预编码,对频率选择性信道类似迫零,最小均方误差和判决反馈均衡器接收机都可以进行了。

9.1 引言

前述的几章考虑的是与单载波调制一起使用的 MIMO 发送信号。这一章中,我们简要的介绍怎样与多天线系统一起可选择的使用诸如正交频分复用和扩频之类的调制技术。正交频分复用调制提供了在有很大带宽-延迟扩展乘积的系统中更低的实现复杂度的优点。扩频调制既提供了多址接入维数,又提供了蜂窝语音网络中改进信号和干扰分集,并且是抗窄带人为干扰的。我们简要地介绍怎样把为单载波调制提出的 MIMO 发送信号策略扩展到正交频分复用和扩频调制。

9.2 SISO-OFDM 调制

正交频分复用(OFDM)是宽带无线系统中遇到大延迟扩展时的一种比较吸引人的调制策略。最大似然检测或者甚至是单载波调制所需要的次优均衡策略的复杂度都随着带宽-延迟扩展乘积的增长而呈指数增长。使用在信道容量中有小损失的循环前缀(CP)技术,正交频分复用完全避免了时间均衡。在推广到 MIMO 信道的情况之前,我们简要地概述一下对 SISO 信道的正交频分复用调制。

考虑一个频率选择性无线链接,它是单接收和单发送天线的($M_R = M_T = 1$)且其带宽为 B 。我们用 $g[l]$ ($l=0,1,\dots,L-1$)表示基带采样(间隔为 $1/B$)的信道脉冲响应(包括了物理信道以及在发送端和接收端的预/后滤波的影响),其中 L 是信道长度。使 $s[k]$ ($k=0,1,2,\dots,N-1$)成为要被发送的 N 个数据符号的序列,每一个带有单位平均能量。我们把数据序列表示为一个 $N \times 1$ 维向量 $\mathbf{s} = [s[0] s[1] \dots s[N-1]]^T$ 。接下来就有了正交频分复用调制策略(如图 9.1 中所示)。

发送端首先对要被发送的符号序列进行快速傅里叶逆变换操作[Brigham, 1974; Gray and Goodman, 1995]。这就得到向量 $\tilde{\mathbf{s}} = [\tilde{s}[0] \tilde{s}[1] \dots \tilde{s}[N-1]]^T$:

$$\tilde{\mathbf{s}} = \mathbf{D}^H \mathbf{s} \quad (9.1)$$

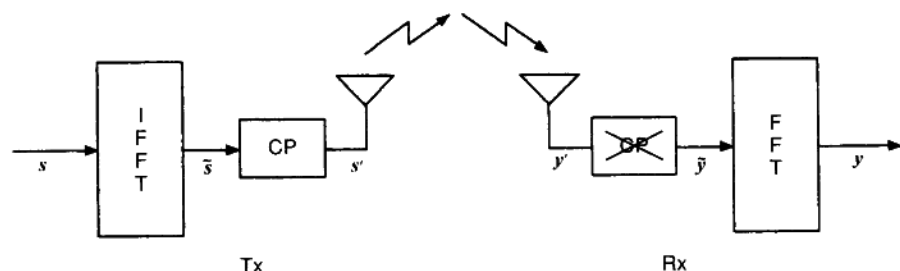


图 9.1 SISO 的 OFDM 传输示意图

这里 \mathbf{D} 是一个 $N \times N$ 的矩阵, 它的第 mn ($m, n=1, 2, \dots, N$) 个元素由下式给出

$$[\mathbf{D}]_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j \frac{2\pi(m-1)(n-1)}{N}} \quad (9.2)$$

在实际中, N 一般选成 2 的幂 (常用的是 $64 \sim 1024$), 以便于有效的实现快速傅里叶逆变换 [Cooley and Tukey, 1965]。我们注意到因为 s 的元素是独立同分布的, 中心极限定理说明 \bar{s} 的元素对较大 N 值是呈高斯分布的。

现在, 通过对向量 \bar{s} 添加一个长度为 $L-1$ 的循环前缀来构造一个新的序列 s' , 并将其发送。循环前缀是由向量 \bar{s} 的最后 $L-1$ 个符号组成的。因此, 被发送的序列就变成 $s' = [\bar{s}[N-L+1] \dots \bar{s}[N-1] \bar{s}[0] \dots \bar{s}[N-1]]^T$ 。 s' 随着脉冲成形被依次发送。向量 s' 被认为是正交频分复用符号, 且持续时间为 $T_s^{\text{OFDM}} = (N+L-1)/B$ 。接收端收到一个长度为 $N+2L-2$ 的向量 y' , 它由正交频分复用符号与长度为 L 的信道卷积组成的。接收端剥去循环前缀, 然后把 N 个接收到的信号采样收集起来, $\bar{y} = [y'[0] y'[1] \dots y'[N-1]]^T$ 满足

$$\bar{y} = \sqrt{E_s} \tilde{\mathbf{G}} s' + \bar{n} \quad (9.3)$$

其中 E_s 是在时间 T_s 中在发送端上可用的平均能量, \bar{n} 是协方差矩阵为 $N_s \mathbf{I}_N$ 的加性零均值循环对称复高斯噪声向量, $\tilde{\mathbf{G}}$ 是一个由信道脉冲响应推导出的 $N \times (N+L-1)$ 的 Toeplitz 矩阵, 由下式给出

$$\tilde{\mathbf{G}} = \begin{bmatrix} g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \vdots & 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] \end{bmatrix} \quad (9.4)$$

由于是循环前缀, s' 的开头 $L-1$ 个采样与最后 $L-1$ 个采样是相同的, 利用这个事实可以很容易的证明式 (9.3) 可以简化为

$$\bar{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{G}_c \bar{s} + \bar{n} \quad (9.5)$$

其中

$$\mathbf{G}_c = \begin{bmatrix} g[0] & 0 & \cdots & 0 & 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] \\ g[1] & g[0] & 0 & \cdots & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & g[1] & g[0] & 0 & 0 & \ddots & 0 & g[L-1] \\ g[L-1] & \vdots & g[1] & \ddots & 0 & \ddots & 0 & 0 \\ 0 & g[L-1] & \vdots & \ddots & g[0] & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & 0 & g[L-1] & \ddots & g[1] & g[0] & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & \ddots & \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & 0 & g[L-1] & \cdots & g[1] & g[0] \end{bmatrix} \quad (9.6)$$

循环前缀使矩阵 \mathbf{G}_c (由信道脉冲响应得到) 成为循环行列式, 所以 \mathbf{G}_c 的特征分解可以表示成 [Gray, 2001]

$$\mathbf{G}_c = \mathbf{D}^H \mathbf{\Omega} \mathbf{D} \quad (9.7)$$

其中 $\mathbf{\Omega} = \text{diag}\{\omega[0], \omega[1], \dots, \omega[N-1]\}$, 其中

$$\omega[k] = \sum_{l=0}^{L-1} g[l] e^{-j \frac{2\pi k l}{N}}, k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9.8)$$

$\omega[k]$ ($k=0, 1, 2, \dots, N-1$) 是信道的采样频率响应, 这里 k 代表谱频序号。为了检测接收到的信号, 接收端在已接收序列 $\tilde{\mathbf{y}}$ 上进行快速傅里叶变换以得到

$$\mathbf{y} = \mathbf{D} \tilde{\mathbf{y}} \quad (9.9)$$

其中 $\mathbf{y} = [y[0] y[1] \cdots y[N-1]]^T$ 。合并式 (9.1), 式 (9.5), 式 (9.7), 式 (9.9), 信道的有效输入输出关系可以表示成

$$\begin{aligned} \mathbf{y} &= \sqrt{E_s} \mathbf{D} \mathbf{D}^H \mathbf{\Omega} \mathbf{D} \mathbf{D}^H \mathbf{s} + \mathbf{D} \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \sqrt{E_s} \mathbf{\Omega} \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{aligned} \quad (9.10)$$

这里利用了 \mathbf{D} 是酉矩阵的事实, 即 $\mathbf{D} \mathbf{D}^H = \mathbf{I}_N$, 且 $\mathbf{n} = \mathbf{D} \tilde{\mathbf{n}}$ 。要注意的是 \mathbf{n} 的元素是方差为 N_0 的非相关零均值循环对称复高斯。式 (9.10) 表明, 在发送端和接收端分别把快速傅里叶逆变换和快速傅里叶变换与循环前缀一起使用可以把频率选择性信道分解为 N 个平行的平坦衰落信道 (每一个带宽为 B/N)。式 (9.10) 中的第 k 个谱频的输入输出关系是

$$y[k] = \sqrt{E_s} \omega[k] s[k] + n[k], \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9.11)$$

其中 $n[k]$ ($k=0, 1, 2, \dots, N-1$) 是 \mathbf{n} 的第 k 个元素。正交频分复用使延迟扩展 (符号间干扰) 信道正交化为 N 个正交信道。输入输出关系是与平坦衰落 SISO 信道的相同的。注意到在正交频分复用的背景下, 可以重新解释 E_s 为发送端可用的每一谱频的平均能量。图 9.1 是在 SISO 信道中正交频分复用调制的示意图。

图 9.2 突出了单载波调制和正交频分复用调制的本质区别。在单载波调制中, N 个数据符号在时间上是顺序的被发送的, 每个信号在时间间隔 T_s (符号周期) 和带宽 B 上被传送。相反地, 在正交频分复用调制中, N 个符号在一个符号周期 $T_s^{\text{OFDM}} = (N+L-1)/B$ 内被平行的发送, 但是在频率中是分开的, 每一个占 B/N 的带宽。

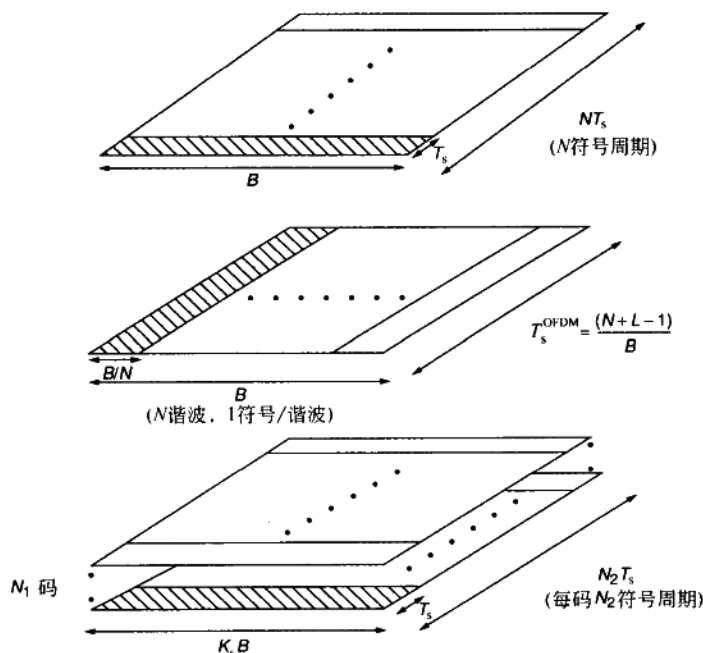


图 9.2 SISO 信道的单载波, 正交频分复用和扩频(多码)调制。阴影部分是一个符号。

回顾第 2 章, 间距大于信道相干带宽的谱频要经历独立衰落, 正交频分复用可以通过在谱频间编码和交织来利用频率分集 [Biglieri *et al.*, 1991; Wesel and Cioffi, 1995]。这就是编码正交频分复用调制(编码正交频分复用(CO-OFDM))。虽然正交频分复用调制避免无线信道中的延迟扩散均衡, 但是由于其输出波形是接近高斯的 [O'Neill and Lopes, 1994], 调制策略有一个增加的峰平比(PAR)信号(在功率中)。这个大峰平比(PAR) (10-12dB) 需要高线性放大器, 这是一个大后退, 因此有高昂的代价。已经提出了对正交频分复用(OFDM)调制的峰平比(PAR)降低的技术 [Muller and Huber, 1997; Tellado, 1998; Cimini and Sollenberger, 1999; Salvekar *et al.*, 2001]。既然已经讨论了 SISO 信道的正交频分复用调制, 现在我们解释如何把这种调制策略扩展到 MIMO 信道。

9.3 MIMO-OFDM 调制

考虑一个频率选择性 MIMO 信道,有 M_T 个发送天线, M_R 个接收天线,并且带宽为 B 。在第 i 个 ($i=1,2,\dots,M_R$) 接收天线和第 j 个 ($j=1,2,\dots,M_T$) 发送天线之间的信道脉冲响应由 $g_{i,j}[l]$ ($l=0,1,2,\dots,L-1$) 给出,这里 L 是所有 $M_T M_R$ 个 SISO 信道中的最大信道长度。用矩阵概念, MIMO 信道的脉冲响应可以用矩阵序列 $\mathbf{G}[l]$ ($l=0,1,2,\dots,L-1$) 来表示,这里矩阵 $\mathbf{G}[l]$ 的第 ij 个元素由 $g_{i,j}[l]$ 给出。

考虑一个维数为 $M_T \times N$ 的数据符号(来自于有单位平均能量的标量星座)块,它们将在 MIMO 信道中被发送。令在第 j 个发送天线上发送的序列为 $s_j[k]$ ($k=0,1,2,\dots,N-1$)。正如对 SISO-OFDM 的情况一样,在每个发送天线上被传送的序列首先要经过一个快速傅里叶逆变换运算,接着添加一个循环前缀。在每个接收天线上,循环前缀被剥去,然后进行快速傅里叶变换运算。与 SISO 信道中的正交频分复用的情况一样,在第 k 个谐频第 i 个接收天线上接收到的信号 $y_i[k]$ ($k=0,1,2,\dots,N-1$) 由下式给出

$$y_i[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \sum_{j=1}^{M_T} \omega_{i,j}[k] s_j[k] + n_i[k], \quad i=1,2,\dots,M_R \quad (9.12)$$

其中 E_s 是均分在发送天线中分配到第 k 个谐频的平均能量, $n_i[k]$ 表示方差为 N 的零均值循环对称复高斯噪声, $\omega_{i,j}[k]$ 是第 j 个发送天线和第 i 个接收天线之间的对第 k 个谐频的信道增益。要注意的是 $y_i[k]$ 有来自于所有发送天线的贡献。 $\omega_{i,j}[k]$ 由下式给出

$$\omega_{i,j}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} g_{i,j}[l] e^{\frac{j2\pi kl}{N}}, \quad k=0,1,2,\dots,N-1 \quad (9.13)$$

由式(9.12)可得对第 k 个谐频 MIMO 系统的输入输出关系可以表示成

$$\mathbf{y}[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H}[k] \mathbf{s}[k] + \mathbf{n}[k] \quad (9.14)$$

其中 $\mathbf{y}[k] = [y_1[k] y_2[k] \dots y_{M_R}[k]]^T$, $\mathbf{n}[k] = [n_1[k] n_2[k] \dots n_{M_R}[k]]^T$, 并且 $\mathbf{H}[k]$ 是一个 $M_R \times M_T$ 的矩阵, 其中 $[\mathbf{H}[k]]_{i,j} = \omega_{i,j}[k]$ 。矩阵 $\mathbf{H}[k]$ 是对应于第 k 个谐频的矩阵信道的频率响应, 且通过下式与 $\mathbf{G}[l]$ 有关

$$\mathbf{H}[k] = \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{G}[l] e^{\frac{j2\pi kl}{N}} \quad (9.15)$$

由式(9.14), 正如在 SISO 信道中一样, MIMO-OFDM 把原来带宽为 B 的频率选择性信道分解成了 N 个正交平坦衰落 MIMO 信道, 每个的带宽为 B/N (见图 9.3)。

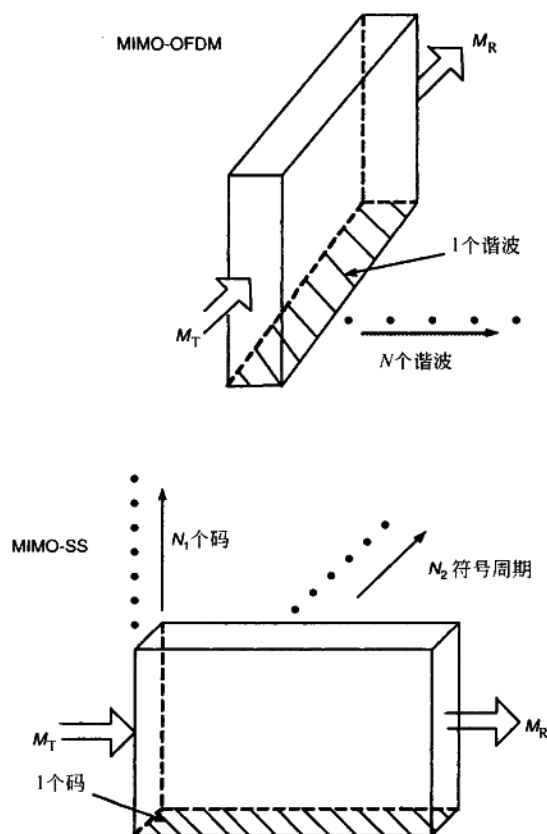


图 9.3 多输入多输出(MIMO)-正交频分复用(OFDM)和多输入多输出(MIMO)-扩频(SS)的示意图。每个正交频分复用谐波或扩频码允许 M_T 个输入和 M_R 个输出。

MIMO-OFDM 信道的总有效输入输出关系可以被表示成

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{N} \quad (9.16)$$

其中 $\mathbf{y} = [\mathbf{y}[0]^T \mathbf{y}[1]^T \cdots \mathbf{y}[N-1]^T]^T$ 是维数为 $M_R N \times 1$ 的向量, $\mathbf{s} = [\mathbf{s}[0]^T \mathbf{s}[1]^T \cdots \mathbf{s}[N-1]^T]^T$ 是维数为 $M_T N \times 1$ 的向量, $\mathbf{N} = [\mathbf{n}[0]^T \mathbf{n}[1]^T \cdots \mathbf{n}[N-1]^T]^T$ 是维数为 $M_R N \times 1$ 的零均值循环对称复高斯向量, 其中 $\mathcal{E}\{\mathbf{N} \mathbf{N}^H\} = N_0 \mathbf{I}_{NM_R}$, 最后 \mathbf{H} 是一个维数为 $M_R N \times M_T N$ 的块对角矩阵, 以 $\mathbf{H}[k]$ ($k=0, 1, 2, \cdots, N-1$) 作为块对角项。要注意的是式(9.16)假设发送能量是在空间(发送天线)和频率(谐波)上平均划分的, 这在信道对发送端未知时是

最佳的。如果信道对发送端已知,可以通过空间和频率中的注水算法来最佳分配发送能量,以使容量最大,如第 4 章的讨论。但是,由于循环前缀,正交频分复用传送会产生平均为 $(L-1)/(N+L-1)$ 的频谱效率损失。如果 $N \gg L$,这个损失就可以忽略。

9.4 MIMO-OFDM 发送和接收

如前面一节所述,MIMO(或者 MISO 和 SIMO)发送信号可以被容易地重叠在正交频分复用上。MIMO 发送把每个正交频分复用诸频当作独立的窄带频率平坦信道处理。我们必须要小心,要保证在所有的发送和接收天线中调制和解调参数(载波信号,定相,快速傅里叶变换/快速傅里叶逆变换,前缀等)是完全同步的。预防到这一点,每一个正交频分复用诸频都可以被当作一个 MIMO 信道来处理,且可以把诸频索引处理为前面几章讨论过的空时技术中的时间索引。

在这一节中我们研究怎样把前面所介绍的带有单载波调制的空间分集编码($r_s \leq 1$)和空间复用($r_s = M_T$)扩展到 MIMO-OFDM,并且伴有对这些策略的接收机结构的讨论。如 [Heath and Paulraj, 2002] 中介绍的混合发送策略或是信道对发送端完全已知的情况下的发送信号可以被扩展到对信道和信号模型有适当修正的 MIMO-OFDM 中。这里就不讨论了。我们以对空间-频率编码 MIMO-OFDM 的简要讨论作出结论,其目标是提取空间和频率分集。

9.4.1 MIMO-OFDM 的空间分集编码

用正交频分复用中的诸频索引来代替单载波调制的时间索引,就可以很容易的把平坦衰落信道中为单载波调制而设计的分集技术扩展到正交频分复用调制。比如,考虑 Alamouti 策略($r_s = 1$),它在发送端($M_T = 2$)未知信道信息的情况下提取完全空间分集。回忆起 Alamouti 策略的实现要求信道在连续的符号周期中保持恒定。在正交频分复用的前提条件下,这就转化为信道在连续的诸频中保持恒定,也就是说, $\mathbf{H}[k] = \mathbf{H}[k+1]$ 。考虑两个数据符号 s_1 和 s_2 ,使用 Alamouti 策略在连续的正交频分复用诸频 k 和 $k+1$ 上被发送。符号 s_1 和 s_2 在诸频 k 上分别在天线 1 和 2 上传送,并且在同一个正交频分复用符号之内,在诸频 $k+1$ 上分别从天线 1 和 2 发送 $-s_2^*$ 和 s_1^* (见图 9.4)。

使用 Alamouti 检测技术,接收端由两个诸频上接收到的信号检测出被发送的符号。正如在单载波调制中一样,有效信道被正交化而没考虑信道的实现,并且向量检测问题就崩解为标量检测问题,其符号 $s_i (i=1,2)$ 的输入输出关系由下式给出

$$y_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}[k]\|_F^2 s_i + n_i, i = 1, 2 \quad (9.17)$$

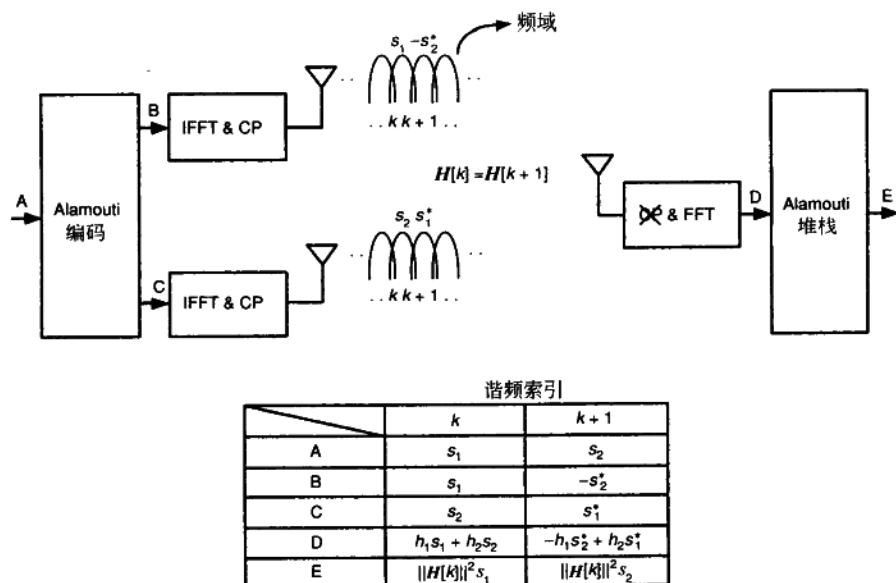


图 9.4 MIMO-OFDM 的 Alamouti 传送策略的示意图。谐波索引取代了单载波(SC)调制的时间索引。

其中 n_i 是协方差为 $\|H[k]\|^2 N_0$ 的零均值循环对称复高斯噪声。假设 $H[k]$ 的 $2M_R$ 个元素经历了独立衰落, Alamouti 策略就获取 $2M_R$ 重数的分集, 正如在单载波调制的情况中一样。要注意的是并没有严格要求要利用连续的谐波, 只要关联的信道是相等的, 任意谐波对都可以利用。使用为单载波调制提出的正交空时块码技术, 可以将此技术推广来在大量天线中获取空间分集。现在我们需要块大小 $T \geq M_T$, 并且信道在 T 个谐波上要相同。

另一种技术就是, 与单载波调制完全一样, 在正交频分复用的时间中, 以每一谐波为基础来利用空间分集编码。但是, 这就要求信道在 T 个正交频分复用符号周期中保持恒定。由于一个正交频分复用符号 $((N+L-1)/B)$ 的持续时间通常都很大, 这个方法是不切实际的。

9.4.2 MIMO-OFDM 的空间复用

与使用单载波调制的 MIMO 系统的空间复用类似, 与 MIMO-OFDM 一起使用的空间复用的目标就是, 通过发送平行符号流来得到 $r_s = M_T$ 的空间速率 [Bölcskei et al., 2002a]。因此, NM_T 标量数据符号在一个正交频分复用符号期间被发送, M_T 个符号在每个谐波上被发送。正如对单载波调制的情况一样, 要求 $M_R \geq M_T$, 以支持符号流的可靠性。每一谐波

的输入输出关系可以表示为

$$y[k] = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H}[k] s[k] + n[k], \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (9.18)$$

其中 $s[k]$ 是信号向量, 由在第 k 个谐频上发出的 M_T 个数据符号组成的。所以在 MIMO-OFDM 系统中的空间复用简化成每个谐频上的空间复用。空间复用的接收机结构是与单载波调制的相同的。用一个向量最大似然接收机来达到最优性能, 而诸如有序连续对消, 最小均方误差和迫零之类的次优接收机也可以应用在逐谐频 (tone-by-tone) 的基础上的。但是我们可以处理 MIMO-OFDM 中的很大延迟扩展, 它会在单载波中产生很显著的复杂问题。

9.4.3 空间-频率编码的 MIMO-OFDM

第 9.4.1 节中介绍的分集编码技术获取了 MIMO-OFDM 中的空间分集。但是, 如果信道是频率选择性的, 频率分集也可以是可用的。回顾第 2 章, 谐频间距大于信道的相干带宽时会经历独立衰落。令 $L_{\text{eff}} (= B/B_c)$ 为在 B 之内的相干带宽的数。那么总的可用分集是 $M_T M_R L_{\text{eff}}$ 。为了提取完全分集, 数据必须在空间和时间中恰当的扩展 [Kim *et al.*, 1998; Lang *et al.*, 1999]。典型地, 要被传送的比特流首先被编码, 然后被交织和调制。接着要被发送的数据符号就通过一个空间-频率编码器在空间和频率中映射。接收端将接收到的信号解调, 并估计被传送的空间-频率码字, 然后进行解交织和解码。

正如第 6 章中对空间分集编码的讨论一样, 空间-频率编码背后的主要目标就是设计一个这样的码字矩阵, 它们可以获取所有可用的分集增益, 使它们在接收端有最大区分。接下来我们假设信道长度是 $L = L_{\text{eff}}$ 。这种情况发生的条件已经在第 5 章详细的介绍过了。假设要被发送的数据符号是被空间-频率编码器编码成大小为 $M_T \times N$ 的块。正如先前所讨论过的, 一个正交频分复用符号由 N 个大小为 $M_T \times 1$ 的数据向量组成。信道被假设成在一个 OFDM 符号期间保持恒定 (在时间上)。假设信道对接收端已知, 被发送码字的最大似然估计 $\hat{\mathbf{S}}$ 由下式给出

$$\hat{\mathbf{S}} = \arg \min_{\mathbf{S}} \sum_{k=0}^{N-1} \left\| y[k] - \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H}[k] s[k] \right\|^2 \quad (9.19)$$

其中 $\mathbf{S} = [s[0] s[1] \dots s[N-1]]$ 且在所有可能的码字上进行最小化。与在第 6 章中介绍的空时码字构造类似, 可以通过成对错误概率分析来研究利用空间-频率分集的码字设计。设单个 $\mathbf{H}[k]$ 来自于 \mathbf{H}_w (通常谐频之间会有相关性), 在所有信道实现上对接收端把一个已发送码字 $\mathbf{S}^{(i)}$ 错当成另一个码字 $\mathbf{S}^{(j)}$ 的概率取平均, $P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)})$, 是由下式给出其上界的约束 [Bölcskei and Paulraj, 2000b]

$$P(\mathbf{S}^{(i)} \rightarrow \mathbf{S}^{(j)}) \leq \prod_{m=1}^{r(\mathbf{G}_{i,j})} \frac{1}{1 + \lambda_m(\mathbf{G}_{i,j}) \rho / 4 M_T} \quad (9.20)$$

其中

$$\mathbf{G}_{i,j} = \sum_{l=0}^{L-1} [\mathbf{Z}^l \mathbf{E}_{i,j}^T \mathbf{E}_{i,j} \mathbf{Z}^{lH}] \otimes \mathbf{I}_{M_R} \quad (9.21)$$

$$\mathbf{E}_{i,j} = \mathbf{S}^{(i)} - \mathbf{S}^{(j)} \quad (9.22)$$

$\lambda_m(\mathbf{G}_{i,j}) (m=1, 2, \dots, r(\mathbf{G}_{i,j}))$ 是 $\mathbf{G}_{i,j}$ 的第 m 个特征值, 并且

$$\mathbf{Z} = \text{diag}\{1, e^{-\frac{j2\pi}{N}}, \dots, e^{-\frac{j2\pi(N-1)}{N}}\} \quad (9.23)$$

可以看到 $\mathbf{G}_{i,j} (r(\mathbf{G}_{i,j}))$ 的秩等于 $N \times N$ 维矩阵 $\mathbf{F}_{i,j}$ 的秩的 M_R 倍, 其中

$$\mathbf{F}_{i,j} = \mathbf{T}(\mathbf{S}^{(i)}, \mathbf{S}^{(j)}) \mathbf{T}(\mathbf{S}^{(i)}, \mathbf{S}^{(j)})^H \quad (9.24)$$

其中

$$\mathbf{T}(\mathbf{S}^{(i)}, \mathbf{S}^{(j)}) = [\mathbf{E}_{i,j}^T \mathbf{Z} \mathbf{E}_{i,j}^T \cdots \mathbf{Z}^{L-1} \mathbf{E}_{i,j}^T] \quad (9.25)$$

$\mathbf{T}(\mathbf{S}^{(i)}, \mathbf{S}^{(j)})$ 是一个 $N \times M_T L$ 的矩阵。因此, 要得到 $M_R M_T L$ 的完全空间-频率分集, 码字矩阵的设计必须使 $\mathbf{T}(\mathbf{S}^{(i)}, \mathbf{S}^{(j)})$ 对任意码字矩阵对 $\mathbf{S}^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(j)}$ 有 $M_T L$ 的秩。当 $\mathbf{E}_{i,j}$ 对所有的码字 $\mathbf{S}^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(j)}$ 有 M_T 的秩, 并且对于每一码字矩阵对 $\mathbf{S}^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(j)}$, 每一个块 $\mathbf{B}_l = \mathbf{Z}^l \mathbf{E}_{i,j}^T (l=0, 1, 2, \dots, L-1)$ 对于其他的块 $\mathbf{B}_m (l \neq m)$ 是线性独立的时, 就可以满足全分集。虽然第 6 章中设计为在平坦衰落情况下实现完全分集时空码字将有满秩 $\mathbf{E}_{i,j}$ 并且因此对所有码字 $\mathbf{S}^{(i)}$ 和 $\mathbf{S}^{(j)}$ 有满秩 \mathbf{B}_l , 但并不保证块 \mathbf{B}_l 的线性独立。要注意的是, 确保块 \mathbf{B}_l 的线性独立性也就意味着确保了空间-频率编码利用了可用的频率分集。

9.5 SISO-SS 调制

这一节中我们简要地介绍与单输入单输出 (SISO) 系统一起的扩频 (SS) 调制的应用 [Turin, 1980; Dixon, 1994; Simon *et al.*, 1994; Viterbi, 1995]。有两种常使用的扩频调制形式: 直接序列 (DS) 和跳频 (FH)。在我们的介绍中将考虑更常用的 DS-SS 技术。虽然在无线系统中带宽是一种昂贵品, 但增加传送带宽可带来一些好处。在军用中, 扩频调制提供抗扰性 (抗干扰) 并且通过降低其功率谱密度 (更低的截获概率) 来帮助“藏匿”被发送的信号。在民用中, 扩频调制可以被用作多址技术, 这是许多数字蜂窝标准的基础。码分多址 (CDMA) 是一种扩频调制技术, 其中用户在相同的时间和频率中通信, 但是被码分隔开。CDMA 提供窄带 (语音) 蜂窝网络中的信号分集和干扰分集的优势。信号分集是由在大带宽上传播窄带信号并捕获频率 (多路径) 分集减轻衰落的。干扰分集是由于来自小区之内和之外的多干扰 (对其他的码) 的出现, 而引起干扰平均, 分集的一种形式。首先, 我们将对平坦衰落的情况介绍扩频调制, 然后把分析扩展到频率选择性衰落的情况。分析中忽略了多址干扰 (MAI) 的影响。

9.5.1 频率平坦信道

在 DS-SS 调制中,要被发送的持续时间为 T_s 的数据信号被一个二进制序列(码)扩展。扩展序列的每一比特通常被认为是一个码片。码由 K_s 个持续时间为 T_{chip} 的码片组成,这里 K_s 被看作扩频因子,且 $1/T_{\text{chip}}$ 被称为码片速率。忽略码片脉冲成形的额外带宽,被发送的信号带宽 $B_{\text{chip}} = 1/T_{\text{chip}} = K_s/T_s$ 。在接收端,信号是这样处理的,用一个滤波器与扩频序列匹配(或者等价地与扩频序列作相关),然后采样得到判决统计值。

单码模型

令符号 s 来自于由单位平均能量的星座。被发送序列由下式给出

$$\tilde{s}[i] = s c[i], \quad i = 0, 1, 2, \dots, K_s - 1 \quad (9.26)$$

其中 $c[i] = \pm 1$ 表示以码片间隔 T_{chip} 采样的扩频序列。假设是平坦衰落,信道的已接收信号由下式给出

$$\tilde{y}[i] = \sqrt{\frac{E_s}{K_s}} g \tilde{s}[i] + \tilde{n}[i], \quad i = 0, 1, 2, \dots, K_s - 1 \quad (9.27)$$

其中 $\tilde{y}[i]$ 是在第 i 个码片间隔接收到的信号, E_s/K_s 是发送端在码片周期 T_{chip} 中可用的平均能量, g 是基带信道传输函数, $\tilde{n}[i]$ 是时间白色零均值循环对称复高斯噪声, 其中 $\mathcal{E}\{|\tilde{n}[i]|^2\} = N_0$ 。接收机使接收到的序列与扩频序列 $c[i]$ 相关。在时延为 0 时相关器的输出 y 是足够检测 s 的统计量, 也就是说,

$$y = \frac{1}{\sqrt{K_s}} \sum_{i=0}^{K_s-1} \tilde{y}[i] c[i] \quad (9.28)$$

简化为

$$y = \sqrt{E_s} g s + n \quad (9.29)$$

其中 $g = h$ (有效信道看起来像使用单载波调制的频率平坦信道), $\mathcal{E}\{n\} = 0$ 并且 $\mathcal{E}\{|n|^2\} = N_0$ 。式(9.30)中的因子 $1/\sqrt{K_s}$ 是一个能量归一化因子。式(9.29)与带有单载波调制的平坦衰落 SISO 信道的输入输出关系类似。可以通过比例调整(对 g)和限幅来完成已发送符号的检测。

多码模型

在多码操作中,发送端可以在一个符号周期中通过使用不同的码发送多个数据符号。假设有 N_1 个码, $c_j[i]$ ($j = 1, 2, \dots, N_1, i = 0, 1, 2, \dots, K_s - 1$) 对发送端可用。令 s_j ($j = 1, 2, \dots, N_1$) 成为在一个符号周期中要被发送的 N_1 个数据符号, 那么被发送的信号由下式给出

$$\bar{s}[i] = \sum_{j=1}^{N_1} \sqrt{\frac{E_s}{K_S}} s_j c_j[i], \quad i = 0, 1, 2, \dots, K_S - 1 \quad (9.30)$$

其中 E_s 是在一个符号周期中每一符号上发送端上可用的平均能量。接收到的信号 $\bar{y}[i]$ 由下式给出

$$\bar{y}[i] = \sum_{j=1}^{N_1} \sqrt{\frac{E_s}{K_S}} g s_j c_j[i] + \bar{n}[i], \quad i = 0, 1, 2, \dots, K_S - 1 \quad (9.31)$$

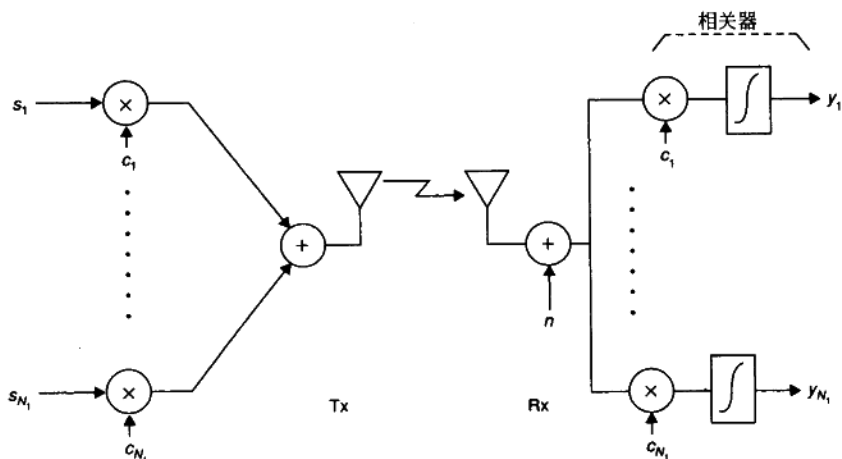


图 9.5 对 SISO 信道的多码扩频调制示意图

接收端使接收到的信号与 N_1 个码中的每一个作相关(见图 9.5),可以得到

$$y_j = \frac{1}{\sqrt{K_S}} \sum_{i=0}^{K_S-1} \bar{y}[i] c_j[i], \quad j = 1, 2, \dots, N_1 \quad (9.32)$$

可简化为

$$y_j = \sqrt{E_s} g s_j + \sum_{m \neq j} g \sqrt{\frac{E_s}{K_S}} R_{j,m}[0] s_m + n_j \quad (9.33)$$

其中 n_j 是协方差为 N 的加性零均值循环对称复高斯噪声,并且

$$R_{j,m}[q] = \sum_{i=0}^{K_S-1} c_m[i] c_j[i-q] \quad (9.34)$$

代表时延 q 时第 m 个和 j 个码之间的互相关性。

每一多码符号周期的输入输出关系为

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (9.35)$$

其中 $\mathbf{y} = [y_1 y_2 \dots y_{N_1}]^T$, $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \dots s_{N_1}]^T$, $\mathbf{n} = [n_1 n_2 \dots n_{N_1}]^T$ 是 $N_1 \times 1$ 的, 并且 \mathbf{H} 是 $N_1 \times N_1$

的,其中

$$[\mathbf{H}]_{i,j} = \frac{g}{K_s} R_{i,j}[0] \quad (9.36)$$

没有延迟扩展,只有 $R_{i,j}[0]$ 对信号检测的充足统计量起作用。如果码是被选成正交的,即如果 $i \neq j$ 有 $R_{i,j}[0] = 0$, 那么 \mathbf{H} 就是对角的且等于 $g\mathbf{I}_{N_1}$ 。这样问题就分离为单个码了。当码不是正交的时候,我们得到码间干扰,必须使用诸如线性接收机(解相关或最小均方误差),连续对消技术和计算代价高但最优的最大似然接收机之类的多用户检测技术[Verdu, 1998]。

现在假设一个 $N_1 N_2$ 个数据符号的块要被发送,每个符号周期发送 N_1 个符号(在 N_1 个不同的码上),发送 N_2 个符号周期。假设每一块上信道保持恒定。在第 j 个码上发送的数据序列是 $s_j[l] (l=0, 1, 2, \dots, N_2-1)$, 且在第 l 个符号周期中发送的数据序列是向量 $\mathbf{s}[l] = [s_1[l] s_2[l] \dots s_{N_1}[l]]^T$ 。那么每一块的输入输出关系就是

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (9.37)$$

其中 $\mathbf{S} = [s[0]^T s[1]^T \dots s[N_2-1]^T]^T$ 是 $N_2 N_1 \times 1$ 维的,并且 $\mathbf{H} = \mathbf{I}_{N_2} \otimes \mathbf{H}$ 是 $N_2 N_1 \times N_2 N_1$ 维的,其中 \mathbf{H} 在式(9.35)中定义的。向量 \mathbf{y} 和 \mathbf{N} 是 $N_2 N_1 \times 1$ 维的,并分别包含解扩后接收信号和加性噪声之后的。在图 9.2 中着重强调了多码扩频调制和单载波或正交频分复用调制的区别。

9.5.2 频率选择性信道

考虑多码传送。被发送的序列由式(9.30)给出。令 $g[i] (i=0, 1, 2, \dots, L-1)$ 成为被采样(以 T_{chip} 为时间间隔)基带信道脉冲响应,其中 L 是信道的延迟扩展。用离散时间卷积给出信道的输入输出关系

$$\tilde{y}[i] = \sum_{k=0}^{L-1} g[i-k] \tilde{s}[k] + n[i], \quad i = 0, 1, 2, \dots, K_s + L - 1 \quad (9.38)$$

要检测第 j 个扩频码上传送的符号,在延迟 $0, \dots, L-1$ 上接收端使接收到的信号与第 j 个扩频码做相关。令 $y_{j,q}$ 成为延迟 q 上第 j 个扩频码的相关器输出(见图 9.6),那么

$$y_{j,q} = \frac{1}{\sqrt{K_s}} \sum_{i=0}^{K_s-1} \tilde{y}[i] c_j[i-q], \quad q = 0, 1, 2, \dots, L-1 \quad (9.39)$$

可以简化为

$$y_{j,q} = \frac{\sqrt{E_s}}{K_s} \sum_{i=0}^{L-1} s_j R_{j,j}[q-i] g[i] + \frac{\sqrt{E_s}}{K_s} \sum_{m=1, m \neq j}^{N_1} \sum_{i=0}^{L-1} s_m R_{j,m}[q-i] g[i] + n_{j,q} \quad (9.40)$$

其中 $\mathcal{E}\{n_{j,q}\} = 0$ 且 $\mathcal{E}\{|n_{j,q}|^2\} = N_0$ 。理想情况下,扩频码必须这样设计,就是使自相关函数 $R_{j,j}[q] = K_s \delta[q]$ 和相关函数 $R_{m,j}[q] = 0$ (如果 $m \neq j$) 以避免自身(径间)干扰和码间干扰。然而,并不存在这样理想的码。在 20 世纪 60 年代和 70 年代,设计由良好相关性特性的码

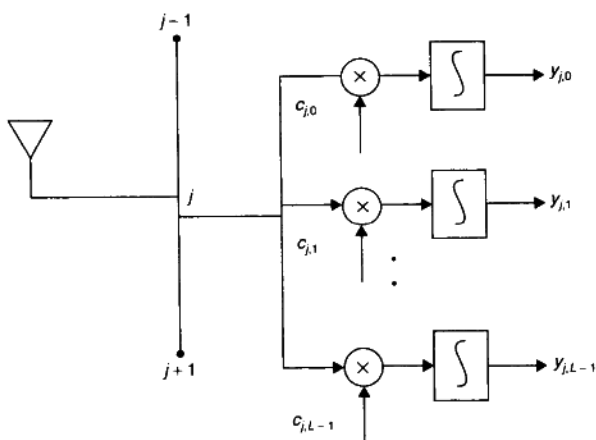


图 9.6 接收端上多延迟相关器的示意图。只画出了一个码(c_j)。
 $c_{j,q}$ 指的是延迟 q 个码片的 c_j 码。

受到了很大的关注[Kasami,1966; Gold,1967]。最长移位寄存器(MLSR)码在所有的线性码中被认为是拥有最好相关特性的码[Dixon,1994]。

该信道的有效输入输出关系表示如下

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (9.41)$$

矩阵 $\mathbf{y} = [\mathbf{y}_1^T \mathbf{y}_2^T \cdots \mathbf{y}_{N_1}^T]^T$ 是 $LN_1 \times 1$ 维的,其中 $\mathbf{y}_j = [y_{j,0} y_{j,1} \cdots y_{j,L-1}]^T$, $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \cdots s_{N_1}]^T$ 是 $N_1 \times 1$ 维的, \mathbf{H} 是 $LN_1 \times N_1$ 维的,它的第 mn 个元素可以从式(9.40)推出, \mathbf{n} 是噪声向量。使用多种接收机可以检测出发送的信号。匹配滤波接收机会产生著名的 RAKE 接收机,它只有在径间干扰为零时才是最佳的。

正如在平坦衰落中的情况一样,假设 $N_1 N_2$ 个数据符号要在 N_2 个符号周期中被发送,每一个单独的符号周期中有 N_1 个符号在 N_1 个扩频码上被发送。每一块的输入输出关系是

$$\mathbf{y} = \sqrt{E_s} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (9.42)$$

其中 \mathbf{s} 是 $N_2 N_1 \times 1$ 维的并在式(9.37)中定义。信道 \mathbf{H} (通过式(9.40)定义)是 $N_1 N_2 L \times N_1 N_2$ 维的,并且捕获信道和扩频码之间的自干扰和互干扰,自干扰和互干扰是由多径和不同时延的符号间干扰产生的。如果 $LT_{\text{chip}} \ll T_s$, 就可以忽略符号间干扰。 \mathbf{y} 和 \mathbf{n} 是 $N_1 N_2 L \times 1$ 维的,并且分别代表相关器的输出和噪声。有大量的著作涵盖了对这个问题的接收机设计[Lupas and Verdu,1989; Madhow and Honig,1994; Rapajic and Vucetic,1994; Abdulrahman *et al.*,1994; Verdu,1998]。在实际中,还会存在来自其他用户的干扰(多址干

扰)。除了目的用户信道和干扰是不同的以外,带有多址干扰的信号模型与上述的多扩频码调制是类似的。如果指定到不同用户的扩频码有最优的互相关特性,那么就可以消除多址干扰。

9.6 MIMO-SS 调制

正如在 MIMO-OFDM 的情况中一样,MIMO(或者 MISO,SIMO)可以直接被蕴盖在式(9.41)描述的 SISO 扩频(SS)模型上[Rooyen *et al.*, 2000]。令 $\mathbf{G}[l]$ ($l=0,1,2,\dots,L-1$) 为一个 $M_R \times M_T$ 系统的基带采样信道响应。 $\mathbf{G}[l]$ 的第 ij 个 ($i=1,2,\dots,M_R, j=1,2,\dots,M_T$) 元素是在延迟 l 时第 j 个发送天线和第 i 个接收天线之间的响应, L 是所有组成 $M_T M_R$ 个 SISO 链接中最大的信道长度。我们使用 N_1 个扩频码在 M_T 个发送天线上每个符号周期 (T_s) 发送 $M_T N_1$ 个符号。因此,有由 N_2 个符号周期组成的块,每一块 $M_T N_1 N_2$ 个符号(见图 9.3)。在 M_R 个接收天线的每一个天线上,对应于 L 个时延和 N_1 个扩频码我们有相关器在每一符号周期的 LN_1 个输出。我们用 $M_T \times 1$ 的向量 $s_j[l]$ 表示在扩频码 j ($j=1,2,\dots,N_1$) 和符号周期 l ($l=0,1,2,\dots,N_2-1$) 中传送的符号。现在,令 $\mathbf{s}[l] = [s_1[l]^T s_2[l]^T \dots s_{N_1}[l]^T]^T$, MIMO-SS 调制的输入输出关系成为

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} \mathbf{H} \mathbf{s} + \mathbf{N} \quad (9.43)$$

其中 \mathbf{y} 是 $LM_R N_1 N_2 \times 1$ 维的,包含有相关器输出的向量。 $\mathbf{s} = [s[0]^T s[1]^T \dots s[N_2-1]^T]^T$ 是一个 $M_T N_1 N_2 \times 1$ 维的,包含有每块的堆栈的数据符号向量, \mathbf{N} 是堆栈的噪声向量,它的元素是方差为 N_0 的零均值循环对称复高斯。最后, \mathbf{H} 是合成信道传输矩阵,它的元素为 MIMO 捕获信道 $\mathbf{G}[i]$ 扩频码码间的自干扰和互干扰,它们是有径和不同时延的符号间干扰引起的。正如对 SISO 信道的情况,如果 $LT_{\text{chip}} \ll T_s$,就可以忽略符号间干扰。信道矩阵 \mathbf{H} 通常是一个满矩阵并且当扩频码有良好的自相关和互相关特性时,它有明显的块对角优势。在 MIMO 信道平坦衰落且扩频码有最优自相关和互相关特性的情况下, \mathbf{H} 在实际上是一个块对角矩阵,其中 $\mathbf{G}[0]$ 作为沿其对角上的矩阵。式(9.43)假设能量是在发送天线阵列中平均分配的。如果没有延迟扩展且如果 N_1 个扩频码是正交的,那么 MIMO-SS 在结构上就是与 MIMO-OFDM 类似的。但是,在实际中,由于有延迟扩展和/或准正交扩频码,扩频码子信道不是互相正交的,正如在 OFDM 中对“谱频”信道的情况一样。

9.7 MIMO-SS 的发送和接收

适当的对信号和信道模型进行修改,就可以很容易的把对单载波调制提出的发送信号策略扩展到 MIMO-SS 中。 N_1 个向量符号在 N_1 个扩频码和 $K_s B$ (K_s 是扩频因子)的带宽

在连续的 N_2 个符号周期上发送。与多天线一起使用的扩频码的使用有时被认为是空时扩频[Papadias, 1999; Huang *et al.*, 1999]。我们考虑 MIMO-SS 的两种极端发送信号策略——空间分集传送和空间复用。与单载波调制的情况类似,在发送端完全已知信道情况下的信号发送和中间策略[Heath and Paulraj, 2002]也可以被设计。

9.7.1 MIMO-SS 的空间分集编码

对单载波调制的分集传输技术能够很容易改编成 MIMO-SS[Tehrani *et al.*, 1999; Hochwald *et al.*, 2001; Kim and Bhargava, 2002]。这种技术已经广泛渗入到通用移动通信系统(UMTS)标准中,那里基站能够支持在前向专用信道上的发送分集。我们着重讲述如下几条简单的策略。

频率平坦信道

如下是对发送端未知信道的一个简单的分集策略。发送端能够用不同的(M_T)正交扩频码在 M_T 个天线上传输相同的符号。假设有 M_T 个正交扩频码,即在接收端相关器所得到的第 j 个扩频码(依据等式(9.32)的意义)的输出是

$$y_j = \sqrt{\frac{E_s}{M_T}} h_j s + n_j \quad (9.44)$$

最大比合并的输出将是 $\mathbf{h}^H \mathbf{y}$ 。根据 5.4.1 节关于缺少信道信息的发送分集,接收的信噪比变成

$$\eta = \frac{\|\mathbf{h}\|_F^2 E_s}{M_T N_0} \quad (9.45)$$

因此,如果 $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$,就得到 M_R 重数的分集,但是没有阵列增益。注意,如果在发送端知道信道,就能只用一个扩频码的代价而得到阵列增益和分集增益。

接收端能够从不同的发送天线中分离出到达的信号,并用最大比合并将它们合并。(见图 9.7)性能与第 5 章中所讨论的相同。

一个更有效率的策略是为单载波调制而设计的 Alamouti 码。用扩频码索引代替时间索引,它就极易被扩展为扩频调制(参阅[Hochwald *et al.*, 2001])。假设 $M_T = 2, M_R = 1$,两个正交扩频码 c_1 和 c_2 可用于传输并且两个数据符号 s_1 和 s_2 是在一个符号周期内用 Alamouti 策略传输。符号 s_1 和 s_2 是由扩频码 c_1 扩频并分别由天线 1 和 2 发送。同时 $-s_2^*$ 和 s_1^* 是由扩频码 c_2 扩频并分别由天线 1 和 2 发送(见图 9.8)。在接收端,接收到的信号在每个接收天线上的任一扩频码相关。有效信道与式(5.22)中对单载波(SC)调制的有效信道相同。此外,如果 $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$,我们得到二重分集但没有阵列增益,因为信道对发送端是未知的。扩频码效率是每符号每扩频码一个符号。使用正交空时块码,以上策略可以被推广到

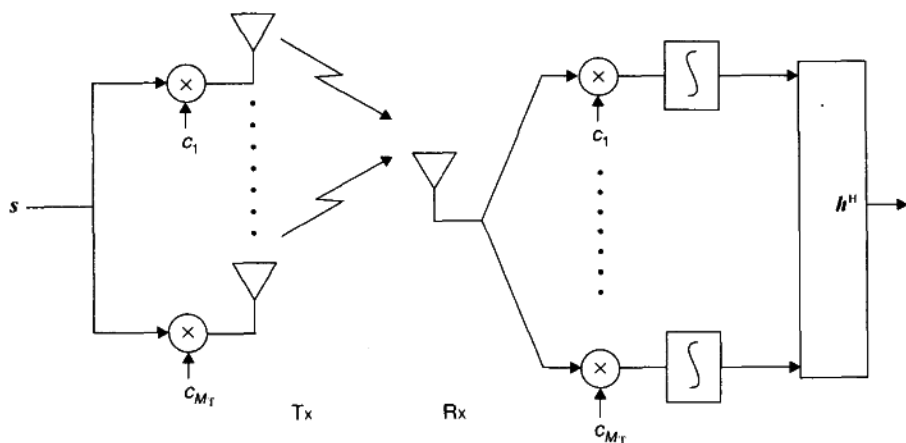


图 9.7 多扩频码传输将提供完全 M_T 重数的分集。我们能用 M_T 个扩频码在一个符号周期发送一个符号。

任意天线数目的情况。更进一步，假设是平坦衰落的情况，观察到可以用扩频码 \times 时间乘索引来代替时间索引，频率平坦信道中单载波调制的空时码字构造准则可以直接扩展到使用正交扩频序列的扩频调制中。所以正如在第 6 章中讨论的一样，我们可以推出类似的 MIMO-SS 的秩准则和行列式准则的表达式。

频率选择性信道

考虑一个 $M_T=2$ 且 $M_R=1$ 的多天线系统。假设在时延 0 和 $1T_{\text{chip}}$ (码片周期) 时每个 SISO 组成信道有两个抽头，每个抽头上有相等的平均功率。我们可以既获取路径(频率)分集又可获取空间分集。传送策略就是上面所叙述的 Alamouti 策略(见图 9.8)。在接收端接收到的信号分别在时延 0 和 1 与每个扩频码相关。假设扩频码是正交的，并有最优的自相关和互相关特性。因此，在每个时延就没有来自其他时延(路径)的自干扰和互干扰。对应于扩频码 c_1 ，在时延 0 和 1 相关器的输出 $y_{1,0}$ 和 $y_{1,1}$ 分别满足

$$\begin{bmatrix} y_{1,0} \\ y_{1,1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1[0] & h_2[0] \\ h_1[1] & h_2[1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_1 \quad (9.46)$$

其中 $h_i[l]$ ($l=0,1$) 代表在发送天线 i 和接收天线之间的采样(以码片速率)信道脉冲响应， \mathbf{n}_1 是噪声向量。类似地，对应于扩频码 2 在接收端的相关器的输出满足

$$\begin{bmatrix} y_{2,0} \\ y_{2,1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1[0] & h_2[0] \\ h_1[1] & h_2[1] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -s_2^* \\ s_1^* \end{bmatrix} + \mathbf{n}_2 \quad (9.47)$$

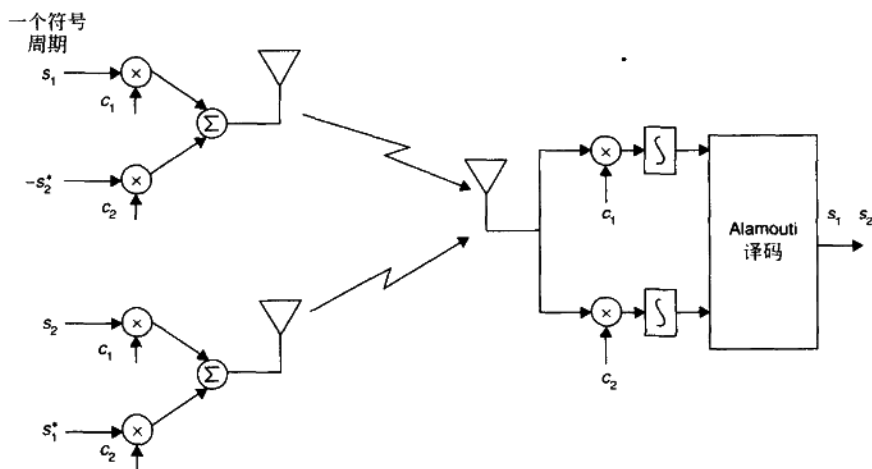


图 9.8 使用多码扩频(SS)调制的 Alamouti 译码。我们可以使用两个扩频码在每个符号周期发送两个符号。

式(9.46)和式(9.47)中每一个相对应的行都类似 $M_T=2, M_R=1$ 的 MISO 系统在连续符号周期中的输入输出关系,其 MISO 系统使用单载波调制的 Alamouti 策略。使用 Alamouti 解码策略,有效信道可以崩解为对每个路径(时延)的两个标量信道。接收机结构与第 5 章中(式(5.33)~式(5.40))对 $M_R=2$ 的情况所讨论的相同,这里用时延(路径)索引取代了天线索引。得到

$$z_i = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \| \mathbf{H} \|_F^2 s_i + \tilde{n}_i, \quad i = 1, 2 \quad (9.48)$$

其中

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1[0] & h_2[0] \\ h_1[1] & h_2[1] \end{bmatrix} \quad (9.49)$$

因此我们得到四重分集(假设是独立同分布)。以更通用的说法,给定 $M_T=2$ 且 L 个在时间和空间中独立同分布衰落的等功率抽头,连同 Alamouti 策略一起使用的 MIMO-SS 将会获取完全的 $2L$ 重数的分集。在实际中,扩频码不会有完全的自相关和互相关特性,导致径间和码间干扰,并且导致信噪比损失。同样地,不相等的路径功率或相关性将造成分集损失。

9.7.2 MIMO-SS 的空间复用

与 MIMO-SC 和 MIMO-OFDM 类似,与 MIMO-SS 一起使用的空间复用可以得到 $r_s = M_T$ 的空间速率[Mudulodu and Paulraj, 2000; Huang *et al.*, 2002]。因此,一个有 $M_R \geq M_T$

天线, N_1 个扩频码和 N_2 个符号周期的系统, 可以在 $N_2 T_s$ 期间内发送 $M_T N_1 N_2$ 个独立的数据符号。图 9.9 是 $M_R = M_T = 2$ 的未编码空间复用系统, 这里四个符号在一个符号周期中发送, 其中两个符号(空间复用)在一个扩频码 c_1 上, 另外两个在扩频码 c_2 上。在接收端, 解扩频把组合从两个扩频码中分离出来。信道的有效输入输出关系由式(9.43)给出。空间复用接收机问题就转化成了第 7 章中介绍的标准情况。已发送信号的检测是通过最优的最大似然检测或次优检测策略诸如迫零, 最小均方误差[Chen and Mitra, 2001]或是有序连续对消来实现的。在存在延迟传播的情况下, 可以使用多时延相关性。我们必须预计到径间干扰和码间干扰。如果忽略这些, 就可以在空间复用处理后构建 RAKE 合并(见图 9.9)。更优化的技术将是流间(空间复用), 码间和径间干扰减少的组合。

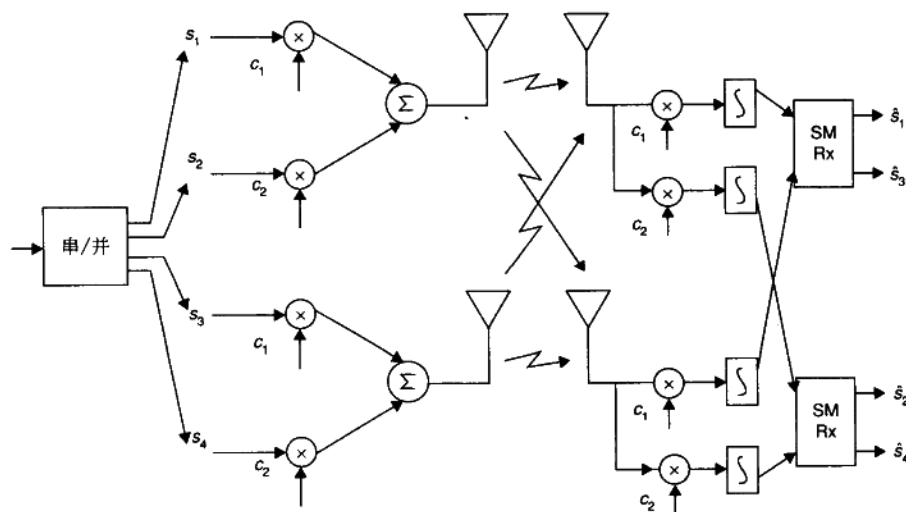


图 9.9 对多码扩频(SS)调制的空间复用(SM), $M_T = M_R = N_1 = 2$ 。

使用两个扩频码, 在每个符号周期得到四个符号。延迟扩展的出现将要求更复杂的接收机。

使用多码来扩展空间复用和分集可以提出许多策略。在扩频码效率的方面看来, 直接发送分集(见图 9.7)提供 $1/M_T$ 个符号每周期每扩频码, 正交空时块码提供一个符号每周期每扩频码, 纯空间复用(见图 9.9)提供 M_T 个符号每周期每扩频码。

10 MIMO-MU

10.1 引言

空时无线中的另一个方法就是在基站布局多天线以支持多用户,每个用户终端由一个或多个天线(见图 10.1)。假设每个用户有一个单天线,从基站到用户的前向链接是一个矢量广播信道,反向链接是一个矢量多址接入信道。对于有多天线终端,我们得到相应的矩阵信道。我们把这类信道认作多输入多输出多用户(MIMO-MU)。前几章中研究的单用户情况被认为是多输入多输出单用户(MIMO-SU)以使其区别于多用户情况。通过利用基站天线阵列中空间特征差异,它是由空间上分散的用户引起的,基站在相同的频率信道中同时

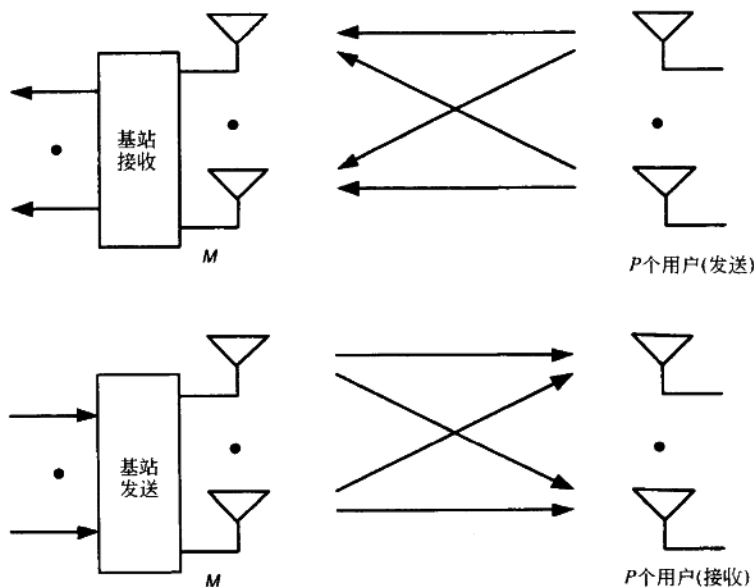


图 10.1 对在基站的 P 个终端和 M 个天线的多输入多输出多用户(MIMO-MU)反向链接(多址接入)信道和前向链接(广播)信道。

与多个用户通信。这个技术也被认为是空分多址(SDMA)[Gerlach, 1995; Ottersten, 1996; Roy, 1997; Lotter and van Rooyen, 1998; Vandenameele, 2001]。由于其多址接入容量, SDMA 在无线中的价值并不很大,但是它允许信道在一个小区中重复使用以增加频谱效率。

关于 MIMO-MU 的另一个观点就是,它把普通的标量(SISO)多用户信道扩展到了矢量(SIMO, MISO)或是矩阵(MIMO)多用户信道。

MIMO-MU 已经被用于卫星通信,应用波束形成,在卫星上一个频点信道在角度中被重复使用。位于地面的用户有到卫星的视线路径,卫星上是完全没有散射的,因此也就有了零角度扩展。使用共信道笔形波束,卫星与在隔离很好的角度上的两个用户通信,这里共信道笔形波束通过很好的旁瓣控制来控制互干扰。卫星以簇的形式利用了波束而不是小区,并且在簇之间重复使用频率。簇的大小和旁瓣强度决定了共信道干扰。

在陆地蜂窝系统中, MIMO-MU 意味着在扇区(或是小区)内复用。由于在这样环境中的散射,使其更为复杂。波阵面可能有大的角度扩展因而有随机信道或特征。所以即使是隔离很好的用户也可以有潜在的信道交叠。同样地,如果用户的信号是被同样的主散射体散射而使隔离难以得到保证,那么用户在基站可能会有相同的空间信道。使用扩频调制(CDMA),保证空间信道隔离的问题就大大地减轻了,因为用户有半或完全正交时间扩频码。

从几个观点看来, MIMO-SU 和 MIMO-MU 有不同的问题。

(a) MIMO-SU 是点到点链接,有已定义的链接容量。在 MIMO-MU 中,链接在反向链路上是一个多址信道,在前向链路上是一个广播信道,这里链接速率(到达或来自于不同用户)用容量区域来刻画[Cover, 1972, 1998; Cover and Thomas, 1991]。

(b) 在 MIMO-MU 中,每个用户链接有一个目标数据速率和误符号率性能,其对所有用户都相等的(公平)。相反,在 MIMO-SU 中,由于所有的流或子信道都被提供给同一个用户,只有所有链接的和速率性能才重要。如果一个流有较差的信噪比, MIMO-MU 将遭受断线。另一方面, MIMO-SU 有流分集的优势。

(c) 用户远-近分布较广的 MIMO-MU 中,每个用户到基站的路径损耗可能会有显著差异[Pickholtz *et al.*, 1982]。由于有峰值功率限制和功率控制错误,不是所有的差异都能被补偿。结果,链接中的信干噪比可能有很大的差异。这就使功能更强的用户受益,而损害了弱一些的用户。在 MIMO-SU 中,就没有这种远-近问题。

(d) 在 MIMO-SU 中,可以用同位置的发送天线之间的合作来完成发送端上的编码和接收端上的解码。在 MIMO-MU 中,用户可以在基站在前向链接的编码和反向链接的解码上合作。然而用户不能在前向链接上协同解码或是在反向链接上协同编码。在功率和速率方面,其中的有限合作是可能存在的。

(e) 在 MIMO-SU 中,如果信道在发送端和接收端都是可知的,那么在前向链接和反向

链接上的容量就是相同的(对相同的发送功率来说)。在 MIMO-MU 中,多址和广播区域容量的关系仍然还是一个研究课题。

(f) 在发送端没有信道信息时 MIMO-SU 只受到很小的容量损失。而 MIMO-MU 在发送端未知信道信息时前向链接上将遭受大得多的损失。

这一章中我们假设仅有单天线的终端,并且信道对基站和所有用户是完全可知的。因为存在分布式用户,在发送端获得完全信道信息甚至比第 3 章中介绍过的对单用户的情况还要更为复杂。我们把前向链接 MIMO-MU 信道引为多输入多输出广播信道(MIMO-BC),把反向链接 MIMO-MU 信道引为多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)。

10.2 MIMO-MAC

10.2.1 信号模型

考虑一个有 M 个天线的基站和各装配有一个天线的 P 个用户的系统。这种模型可以扩展到每个用户有多天线的情况,但在这里就不介绍了。假设一个频率平坦信道,在第 i 个 ($i=1,2,\dots,P$) 用户和基站之间的信道由复高斯向量 $M \times 1, \mathbf{h}_i$ 给出。假设 s_i 是第 i 个用户以平均能量 $\mathcal{E}\{|s_i|^2\} = E_{s,i}$ ($i=1,2,\dots,P$) 发送的复数据符号。要注意通常对每个用户的 $E_{s,i}$ 是不同的,因为每个用户会利用功率控制来补偿路径损耗的差异。

在基站接收到的信号是一个 $M \times 1$ 的向量 y ,由下式给出(参阅 3.9 节)

$$\begin{aligned} y &= \sum_{i=1}^P \mathbf{h}_i s_i + n \\ &= \mathbf{H} \mathbf{s} + n \end{aligned} \quad (10.1)$$

其中 $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \dots s_P]^T$ 是一个 $P \times 1$ 的向量, $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_P]$ 是一个 $M \times P$ 的矩阵, n 是协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}_M$ 的 $M \times 1$ 零均值循环对称复高斯空间白噪声向量。要注意的是 \mathbf{H} 的元素也反映了不同用户之间的路径损耗差异,这就与 \mathbf{H} 的每个元素有单位功率的归一化有了背离。此外,我们观察到 M 必须要等于或大于 P 以获得可接受的用户空间隔离。假设用户信号是不相关的,向量 \mathbf{s} 的协方差矩阵 $\mathbf{R}_{ss} = \mathcal{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$ 就成为

$$\mathbf{R}_{ss} = \text{diag}\{E_{s,1}, E_{s,2}, \dots, E_{s,P}\} \quad (10.2)$$

反向链接信道是一个多址接入信道。所有用户同时可靠保持的数据速率可以用容量区域来描述。在接下来的介绍中,我们考虑一个确定性的问题,考虑信道 \mathbf{H} 的一个实例实现,并且假设它是对接收端完全可知的(也就是说,在基站)。使这个问题与在 MIMO-SU 的情况中不同的就在于,在地理上分散的发送端上不允许协同编码。

10.2.2 容量区域

我们研究对两种不同接收机在基站的解码策略的容量区域——联合解码和独立解码。联合解码意味着信号是以协同方式来解码的,而独立解码是假设信号平行地独立解码。

联合解码

联合解码意味着信号通过最大似然检测在接收端最优地被检测。令 \mathcal{T} 是集合 $\{1, 2, \dots, P\}$ 的一个子集, \mathcal{T}' 表示其补集。使用 $\mathbf{R}_{\mathcal{T}, \mathcal{T}}$ 表示由 \mathcal{T} 索引的, 由终端发送的信号的协方差矩阵, 并且用 $\mathbf{H}_{\mathcal{T}}$ 表示相应的 $M \times c(\mathcal{T})$ 信道矩阵 ($c(\mathcal{T})$ 是集合 \mathcal{T} 的势)。用 $R_i (i=1, 2, \dots, P)$ (单位是 bps/Hz) 来表示第 i 个用户可靠(无错)保持的速率, 并且对每个用户假设高斯发送信号, 表现出的容量域满足[Suard *et al.*, 1998]

$$\sum_{k \in \mathcal{T}} R_k \leq \log_2 \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{1}{N_0} \mathbf{H}_{\mathcal{T}} \mathbf{R}_{\mathcal{T}, \mathcal{T}} \mathbf{H}_{\mathcal{T}}^H \right) \text{bps/Hz} \quad (10.3)$$

对集合 $\{1, 2, \dots, P\}$ 的所有 $2^P - 1$ 个可能的非空子集 \mathcal{T} 。比如, 两个用户的系统 ($P=2$) 的容量区域满足下列不等式

$$R_1 \leq \log_2 \left(1 + \frac{E_{s,1}}{N_0} \|\mathbf{h}_1\|_F^2 \right) \quad (10.4)$$

$$R_2 \leq \log_2 \left(1 + \frac{E_{s,2}}{N_0} \|\mathbf{h}_2\|_F^2 \right) \quad (10.5)$$

$$R_1 + R_2 \leq \log_2 \det \left(\mathbf{I}_2 + \frac{E_{s,1}}{N_0} \mathbf{h}_1 \mathbf{h}_1^H + \frac{E_{s,2}}{N_0} \mathbf{h}_2 \mathbf{h}_2^H \right) \quad (10.6)$$

速率区域如图 10.2 所示。沿粗线速率 $R_1 + R_2$ 和是恒定的, 且为最大可达速率 C_{MC} 。沿此线的每一个点都是由每个用户以最大可用功率发送来实现的。要达到较低转角的点 A, 用户 1 以全速 $R_1 = \log_2 (1 + (E_{s,1}/N_0) \|\mathbf{h}_1\|_F^2)$ 构建高斯码字, 假设没有干扰。用户 2 假设来自用户 1 的信号是加性噪声来构建码字。较高转角的点 B 可以用同样的方式得到, 用户 1 把用户 2 当作加性噪声来设计码字, 且用户 2 以全速 $R_2 = \log_2 (1 + (E_{s,2}/N_0) \|\mathbf{h}_2\|_F^2)$ 来设计码字。沿粗线的所有其他点可以通过两种策略之间的分时共享来达到(一种替代技术就是[Rimoldi and Urbanke, 1996]提出的速率分离)。一般地, 对两个以上用户的容量区域将会是多面体的。

注意, 当最大似然解码是最优的时候, 式(10.3)中给出的多用户反向链接和速率容量 C_{MC} 也可以通过带连续对消的最小均方误差接收机来实现, 如[Varanasi and Guess, 1997]所述。总结为以下的证明。

为清晰起见, 假设所有用户在发送端有相同的平均能量。那么和速率可以被表示成

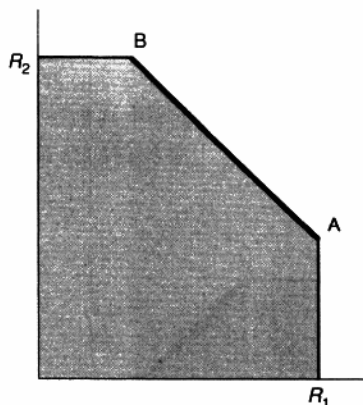


图 10.2 接收端联合解码的多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)的容量区域。粗线表示在反向链接上可达的最大和速率。

$$\begin{aligned} \sum_{k=1}^P R_k &= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{E_{s,i}}{N_o} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \\ &= \sum_{k=1}^P \log_2 \left(1 + \frac{E_{s,i}}{N_o} \mathbf{h}_k^H \left(\mathbf{I}_M + \frac{E_{s,i}}{N_o} \mathbf{H}_{(k)} \mathbf{H}_{(k)}^H \right)^{-1} \mathbf{h}_k \right) \end{aligned} \quad (10.7)$$

$\mathbf{H}_{(k)}$ 是删除用户(列)索引为 $k, k+1, \dots, P$ 而得到的信道矩阵。第 12 章有更详细的证明(参见式(12.3))。考虑与 $k=P$ 对应的项。很容易证明这一项对应着一个容量,它是通过最小均方误差滤波来获取第 P 个用户而得到的。如果信号以速率 R_P 发信号,小于或等于这个容量,信号可以被解码而没有任何错误,并且接着从已接受信号中除去。有效信道减少为一个 $M \times (P-1)$ 的矩阵, $\mathbf{H}_{(P)}$, 对应着剩下的 $P-1$ 个用户。第 $P-1$ 个用户(有与 $k=P-1$ 索引的项相对应的容量)现在可以被类似地解码并从已接受的信号中减去。这个过程一直重复直到所有的信号都被无错地提取。要注意的是,要使此过程有效,首先必须决定一个解码顺序,然后用户必须以对这个顺序指定的正确速率分配来发送信号。每一个这样的排序对应着一个最大和速率,它达到了多边形容量区域的顶点。因为有 $P!$ 个用户可能排序,就有相应的顶点数量。其他的速率分派可以通过这些顶点的凸组合(时分共享)来得到。

独立解码

回顾独立解码试图把所有其他信号当作干扰噪声处理来恢复每个用户的信号。接收到的信号协方差 $\mathbf{R}_{yy} = \mathcal{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\}$ 由下式给出

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}^H + N_o \mathbf{I}_M \quad (10.8)$$

独立解码的容量区域是满足下式的所有速率的集合[Suard *et al.*, 1998]

$$R_i \leq \log_2 \left(\frac{\det(\mathbf{R}_{yy})}{\det(\mathbf{R}_{yy} - E_{s,i} \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H)} \right), \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (10.9)$$

每个用户的最大速率是通过各个用户的最小均方误差接收来实现的。相对于两个用户的联合解码区域,独立解码的容量区域在图 10.3 中画出。要注意的是最小均方误差解码最大速率是通过将转角点 A 和 B 投影回坐标轴来找到的。对于两个以上的用户,通常容量区域会是一个立方体。

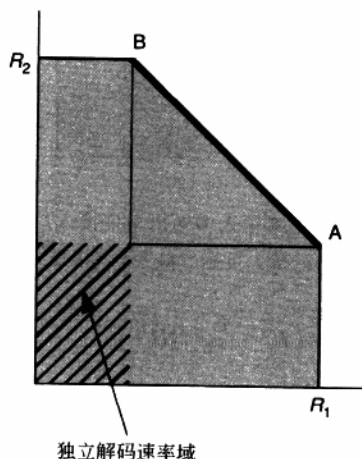


图 10.3 接收端独立解码的多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)的容量区域。一般地,通过独立解码实现的最大和速率将小于联合解码的。

讨论

关注两个用户的情况,我们看到容量区域很大程度上取决于相对于 \mathbf{h}_2 的 \mathbf{h}_1 的几何结构和每个单独用户的可用功率。要注意当 \mathbf{h}_1 与 \mathbf{h}_2 正交时,两种解码策略(联合和独立)有相等的正方形容量区域(见图 10.4)。这是因为用户发送的信号可以被完全隔离,看上去不会相互干扰。在另一个极端,当 \mathbf{h}_1 与 \mathbf{h}_2 平行时,会产生最小容量区域,因为两个用户在空间上不能隔离。典型地,由于有随机信道,用户的空间隔离性将随基站天线数量 M 的增长而改善。

在随机衰落信道中,容量区域也是随机的,并且给定的和速率只能以一定程度的可靠度来维持。图 10.5 绘出了对一个有 $M=2$ 和 $M=10$, $\mathbf{H}=\mathbf{H}_w$, 并且每个用户 $E_{s,i}/N_0=10\text{dB}$ 的双用户 MIMO-MAC 系统的最大和速率 C_{MC} 的累积分布函数。正如所预料的一样,联合解码在所有断线水平上都优于独立解码。同样地,在任何断线水平上达到的最大和速率都随基站天线数量的增长而增长。此外,我们注意到两种策略达到的最大和速率的差异随基站天线数量的增长而减少。这可以归因于随增长的 M 而更好的空间特征隔离性(正交性)。

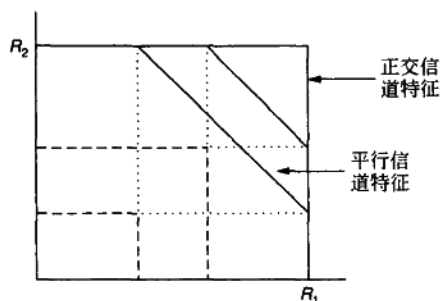


图 10.4 信道特征的相对几何结构对多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)容量区域的影响。矩形区域对应着任意信道的独立解码。五边形(多边形)区域对应着联合解码。对正交特征(最佳)的区域是重叠的。

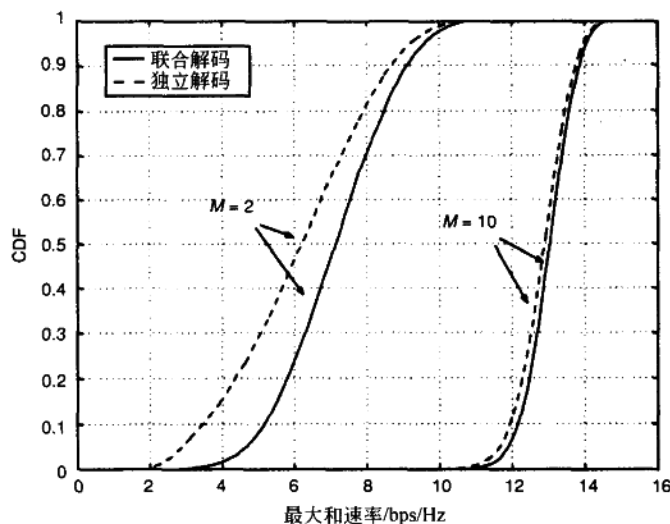


图 10.5 在接收端有联合和独立解码的多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)的最大和速率的累积分布函数(CDF)。解码策略之间的差异随 M 的增长而减少。

到目前为止,我们已经讨论了在信道对发送端完全已知时可以达到的和速率。为了达到容量区域中某一点,用户间的协调就是必需的了。如果所有的用户都知道信道 H 并且以依据先前决定的策略的速率来发送信号,就可以实现这点。此外,基站可以决定并通知每个用户正确的传送速率。请参阅第 12 章关于不同协调策略的讨论。

用户的天线数大于 1 的情况的 MIMO-MAC 的容量区域是一个五边形区域的凸包,它是通过以功率限制 $\text{Tr}[\mathbf{R}_{s_i s_i}] = E_{s_i}$ 来选择不同发送信号协方差矩阵 $\mathbf{R}_{s_i s_i}$ 而得到的。区域的边界通常是曲线,除了在总和点以外,那是一条直线。边界上的点都是可达的,并有最佳协方差矩阵 $\mathbf{R}_{s_i s_i}^{\text{opt}}$ 的一个不同子集,是对应的五边形区域的转角点。

正如在单天线中的讨论一样,我们需要以对应着速率区域上操作点的顺序方式来对用户解码。和速率的最佳协方差 $\mathbf{R}_{s_i s_i}^{\text{opt}}$ 是通过解一个凸面优化问题来得到的。[Yu et al., 2001b]提出了一种更有效的数值解法,在每个用户的 MIMO 信道的模态上使用迭代注水过程。这就产生了一个解决方法,每个用户用相当于加性噪声和来自于其他 $P-1$ 个用户的干扰的有效噪声来向自己的信道注水。

10.2.3 发送和接收端设计

对随机衰落多址信道在用户终端的编码和功率优化还没有被充分研究。给定每个用户的目标速率(或功率),与第 6 章中介绍的水平编码(空间复用-水平编码(SM-HE))类似的标量编码技术可以适用不同的用户速率。我们假设信道对用户和基站是已知的。

假设是单天线终端并且,当然是独立编码,所有接收机结构比如迫零、最小均方误差、有序连续对消和最大似然都可用在多址接入信道,在复杂度和分集/信噪比性能方面有同样的折衷。当然,最大似然接收端是最优的。图 7.12 中介绍的不同接收机的性能仍然对 $M_T = M$ 和 $M_R = P$ 适用。

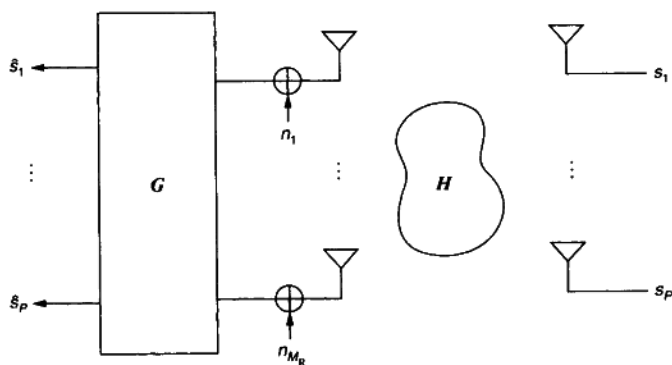


图 10.6 对多输入多输出多址接入信道(MIMO-MAC)接收机的线性处理示意图。原则上 G 的设计与使用水平编码(HE)的多输入多输出单用户(MIMO-SU)的类似。

如果用户间的功率协调是可能的,第 6.4 节中的次优最小均方误差(独立解码)接收机可以被改作信干噪比均衡接收机(见图 10.6)。令 $P \times M$ 维的 G 成为基站的线性接收机,

$\mathbf{g}_i (i=1, 2, \dots, P)$ 成为其第 i 行。 \mathbf{G} 在接收到的信号 \mathbf{y} 上运算以输出 $P \times 1$ 的向量 $\hat{\mathbf{s}}$, 它的元素是用户信号的估计。每个用户的信干噪比在 \mathbf{G} 上的输出由下式给出

$$\text{SINR}_i = \frac{|\mathbf{g}_i \mathbf{h}_i|^2 E_{s,i}}{\left(\sum_{j=1, j \neq i}^P |\mathbf{g}_i \mathbf{h}_j|^2 E_{s,j} \right) + N_0 \|\mathbf{g}_i\|^2} \quad (10.10)$$

问题在于找到用户功率 $E_{s,i} (i=1, 2, \dots, P)$ 和滤波器 \mathbf{G} , 这样 $\text{SINR}_i \geq \text{SINR}_{T,i} (i=1, 2, \dots, P)$, 第 i 个用户的目标信干噪比, 服从 $E_{s,i} < E_{\text{peak},i}$, 这里 $E_{\text{peak},i}$ 是每用户约束的峰值功率。取决于信道、峰值功率约束和目标信干噪比, 在式(10.10)中的问题可能有或没有可行的解。信干噪比均衡在 [Schubert and Boche, 2002] 中已经研究过了, 而来自于信息理论观点的功率控制的问题在 [Hanly and Tse, 1998] 中已经研究过了。

10.3 MIMO-BC

10.3.1 信号模型

我们再一次假设有频率平坦信道。令平均能量为 $E_{s,i}$ 的信号 $s_i (i=1, 2, \dots, P)$ 为从基站发送到 P 个用户的信号。总平均功率(每符号周期的能量)由 $\sum_{i=1}^P E_{s,i} = E_s$ 约束。假设基站有前向链接信道 \mathbf{H} 的完全信息。信号通过不同的矢量信道传播到 P 个用户。这很明显是一个广播信道。用 y_i 表示在第 i 个终端接收到的信号, 前向链接信号模型(可以参阅 3.9 节)由下式给出

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (10.11)$$

其中 $\mathbf{y} = [y_1 y_2 \dots y_P]^T$ 是一个 $P \times 1$ 的向量, \mathbf{H} 是 $P \times P$ 的前向链接信道(包括预滤波)矩阵, $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \dots s_P]^T$ 是包括在发送天线的 $P \times 1$ 信号向量, $\mathbf{n} = [n_1 n_2 \dots n_P]^T$ 是在每一维数中方差为 N_0 的 $P \times 1$ 零均值循环对称复高斯噪声向量。再一次地, \mathbf{H} 的元素没有被归一化为单位平均功率, 因为它们对每个用户包含了不同的路径损耗和阴影损失。使这个问题与 MIMO-SU 的情况不同的就是, 在地理上分散的接收端是不允许协同解码的。

10.3.2 前向链接容量

通常 MIMO-BC 属于非退化高斯广播信道的类型 [Caire and Shamai, 2000]。这样的信道的容量区域仍然还是一个未被解决的问题。使用所谓的“写在污纸上”结论 [Costa, 1983], 在 [Caire and Shamai, 2000] 中首次推出了可实现的区域, 在这个结论中作者还证

明了和速率广播容量 C_{BC} , 等于在基站有两个天线和两个用户的 MIMO-BC 的可达到(污纸编码)区域的最大和速率(参见图 10.7)。

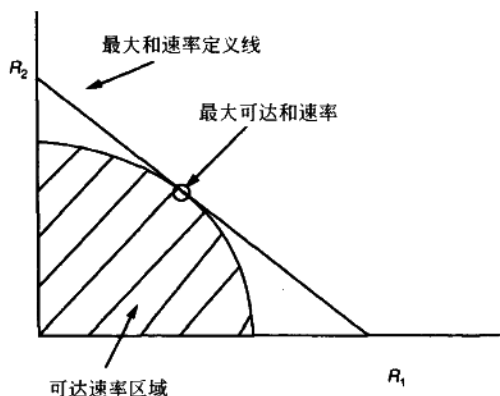


图 10.7 对有两个用户的多输入多输出广播信道(MIMO-BC)的可达到的速率区域示意图。可达到的区域的最大和速率等于 MIMO-BC 的和速率容量。

此外, [Jindal *et al.*, 2001; Vishwanath *et al.*, 2002] 证明了在可达到的速率区域和多址容量区域间有对偶性, 它简化了可达到速率区域的计算。[Yu and Cioffi, 2001b] 中完成了对 [Caire and Shamai, 2000] 中的结论扩展到有两个以上用户, 每个用户有多接收天线的那种信道, 并且高斯广播信道的和速率容量呈现出满足 [Yu and Cioffi, 2001a]

$$C_{BC} = \min_{\mathbf{R}_{nn} > 0, [\mathbf{R}_{nn}]_{k,k} = N_0} \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss}) = E_s} \log_2 \frac{\det(\mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_{nn})}{\det(\mathbf{R}_{nn})} \quad (10.12)$$

其中 $\mathbf{R}_{ss} = \mathcal{E}\{\mathbf{s}\mathbf{s}^H\}$, $\mathbf{R}_{nn} = \mathcal{E}\{\mathbf{n}\mathbf{n}^H\}$, 并且式(10.12)中的优化考虑到了噪声 \mathbf{n} 的色化。式(10.12)可以解释为一个高斯互信息游戏, 其中信号玩家选择一个发送协方差矩阵来使互信息最大化, 噪声玩家选择一个虚构的噪声相关来使互信息最小化。关于这些结论的详细介绍超过了本书的范围。

10.3.3 发送和接收端设计

对随机衰落多址接入信道在基站的发送编码问题在很大程度上仍然是一个未决问题。基站在联合编码和空间加权后把用户信号广播出去, 这样每个用户得到它想得到的信干噪比, 并能解码预期的信号。显然, 基站的用户在编码过程中可以相互合作。用户之间的合作还包括选择速率或功率 ($E_{s,i}$ ($i=1, 2, \dots, P$)), 通常服从和功率约束。功率优化是一个最小-最大问题, 它会产生一个最不利的干扰相关。功率协调又是一个未决问题, 特别在独立

同分布衰落无线信道的情况中。现在我们讨论另一种发送策略。我们假设信道对发送基站和接收终端可知。

我们一般的方法就是把线性或是非线性预滤波器用作空间编码策略。单独用户信号被时间编码,就像在空间复用水平编码(SM-HE)中每个用户有适当速率的情况一样。见图 10.8。

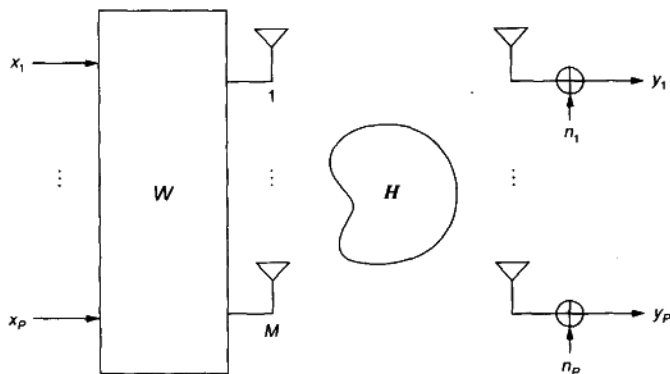


图 10.8 在多输入多输出广播信道(MIMO-BC)中基站的线性预滤波示意图。

迫零(ZF)干扰对消

迫零线性预滤波 \mathbf{W}_{ZF} (见图 10.8) 朝预期的用户发送用户信号,而向其他用户的“方向”发送零讯号。这是与第 7 章中研究过的迫零接收机相类似的发射机,其 $M \geq P$ 且 \mathbf{H} 是满行秩的。由于完全为零,用户将不会接收到干扰。迫零预滤波矩阵的第 i ($i=1, 2, \dots, P$) 列 $\mathbf{w}_{ZF,i}$ 由下式给出

$$\mathbf{w}_{ZF,i} = \frac{\mathbf{h}_i^{(\dagger)}}{\sqrt{\|\mathbf{h}_i^{(\dagger)}\|_F^2}} \quad (10.13)$$

其中 $\mathbf{h}_i^{(\dagger)}$ 是 \mathbf{H}^\dagger 的第 i 列,且 $E_{s,i}$ 现在可以服从功率约束 $\sum_{i=1}^P E_{s,i} = E_s$ 条件下被选择,以满足每个用户的目标信噪比。如果两个或两个以上的用户信道 \mathbf{h}_i 相互之间很接近,那么 $\|\mathbf{h}_i^{(\dagger)}\|_F^2$ 会变得很大,并且一些用户几乎接收不到功率(功率削减),我们得到在迫零接收机中观察到的噪声增强问题——发送端双重性。图 10.9 画出了功率效率问题。单位功率权重向量 $\mathbf{w}_{ZF,1}$ 是与 \mathbf{h}_2 正交的,但是沿预期的用户方向 \mathbf{h}_1 几乎不传送功率。当 \mathbf{h}_1 和 \mathbf{h}_2 更接近时问题更为严重。

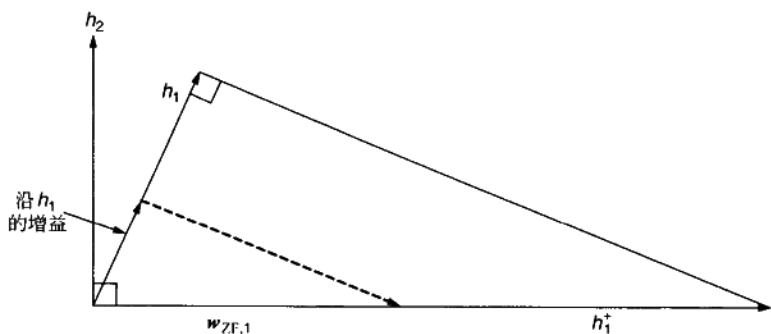


图 10.9 说明功率损失问题的示意图。 $w_{ZF,1}$ 沿 h_1 的增益 ≤ 1 。

协调的最小均方误差(MMSE)

径直的迫零解法,正如我们所看到的,是功率效率很低的。就像和最小均方误差接收机一样,一种较好的预滤波器可以用信号功率低效率来换取干扰削减。令 $\{w_i\}$ 为每个用户的权重向量。那么,第 i 个用户的信干噪比由下式给出

$$\text{SINR}_i = \frac{|h_i w_i|^2 E_{s,i}}{\left(\sum_{j=1, j \neq i}^P |h_j w_j|^2 E_{s,j} \right) + N_0} \quad (10.14)$$

其中 $h_i (i=1, 2, \dots, P)$ 是 H 的第 i 行。设计的变量 w_i 和 $E_{s,i}$, 被选择以满足每个用户的目标信干噪比集合, $\text{SINR}_{T,i}$, 它服从总功率约束 $\sum_{i=1}^P E_{s,i} = E_s$ 和范数约束 $\|w_i\|_F^2 = 1 (i=1, 2, \dots, P)$ 。取决于信道和功率约束, 式(10.14)中的问题可能有或者没有可行解。在 [Farsakh and Nossek, 1995; Gerlach and Paulraj, 1996; Rashid-Farrokhi *et al.*, 1998; Madhow *et al.*, 1999; Schubert and Boche, 2002] 中研究了 MIMO-BC 信干噪比的均衡。再一次地, 问题不是凸面的, 并且在计算上是很重要的。和干扰预消减和迫零(ZF)预滤波不同, 信干噪比(SINR)均衡的预滤波可能会留下一些剩余干扰给接收机处理。第 i 个用户接收到的信号由下式给出

$$y_i = h_i w_i s_i + \sum_{j=1, j \neq i}^P h_j w_j s_j + n_i \quad (10.15)$$

处理这个干扰有两种可能的接收机策略。第一种, 用户可以忽略干扰而把它当作噪声来处理。在这种情况下接收端只需要知道信号信道为 $h_i w_i$ 的。另一种更好的方法就是使用多用户检测, 并且单独地在每个用户上联合检测出所有用户信号。在这种情况下, 第 i 个用户需要知道完全预滤波矩阵 W 和 h_i 。

匹配滤波

另一种预滤波方法就是将每个信号的预滤波器匹配它的信道。预滤波矩阵 $\mathbf{w}_{\text{MRC},i}$ 的第 i 列 $\mathbf{w}_{\text{MRC},i}$ 由下式给出

$$\mathbf{w}_{\text{MRC},i} = \frac{\mathbf{h}_i^H}{\sqrt{\|\mathbf{h}_i\|_F^2}} \quad (10.16)$$

这种预滤波器并不试图消除用户间的干扰。这只会当 \mathbf{H} 的行相互正交时才产生,在实际中为零概率事件。如先前所述,必须服从总发送功率约束来选择 $E_{s,i}$ 以满足每个用户的目标信干噪比。如果 $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$, 随着 M 的增加, \mathbf{H} 的正交性会改善,因而链接性能也会改善。

污纸编码(DPC)或干扰预消减

正如我们在上面看到的一样,迫零干扰对消有很显著的信号功率损失。可以使用预编码来减轻这个问题。这个技术是由令人惊异的“在污纸书写”(writing on dirty paper)结论[Costa, 1983]促起的,这个结论表明如果发送端有关于接收端(接收端没有关于它的信息)的加性干扰的完全边信息,发送端可以连同“分层的”干扰预消减一起使用最优编码,并且以相同的速率发送,如同没有干扰一样。在 MIMO-BC 中,当为不同的接收端选择码字时,污纸编码可以在发送端应用。发送端首先为接收端 1 选择一个码字,然后为接收端 2 选择码字,并且完全知道接收端 1 码字的(非因果)信息。因此接收端 2 的码字可以被预消减,这样用户 2 将不会把到用户 1 的信号看作干扰。类似地,用户 3 的码字也这样选择,它不会把到用户 1 和用户 2 的信号看作干扰。有总和功率约束的码字选择定义了污纸区域。当用户有单天线时,可以看出使用发送波束成形,污纸编码转化成了标量编码。

我们使用上面讨论过的迫零干扰对消的一个 QR 分解[Golub and Van Loan, 1989]变形来概述这种方法。令 $\mathbf{H} = \mathbf{R}\mathbf{Q}$ 成为 \mathbf{H} 的 QR 分解,这里 \mathbf{R} 是一个 $P \times P$ 的下三角矩阵, \mathbf{Q} 是一个 $P \times M$ 的矩阵,且 $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}_P$ 。现在,令

$$\mathbf{W} = \mathbf{Q}^H \quad (10.17)$$

其中 \mathbf{W} 已在第 8 章中定义(见图 8.2),信道的有效输入-输出关系是

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (10.18)$$

或等价的

$$y_i = \sum_{j=1}^i [\mathbf{R}]_{i,j} s_j + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (10.19)$$

因此广播信道分解成 P 个信道,并在信道间有干扰。因为 \mathbf{R} 是一个下三角矩阵,对第一个用户的信号是普通的 SISO 信道,第二个信道有来自于第一个信道的干扰,第三个信道有来自于第一个和第二个信道的干扰,等等。对每个并行子信道的干扰预消减策略可以完

全除掉相互干扰的影响。一种径直的干扰预消减策略可以用 s'_i 取代被发送的符号 s_i ($i=1, 2, \dots, P$), 其中

$$s'_i = s_i - \frac{1}{[\mathbf{R}]_{i,i}} \sum_{j=1}^{i-1} [\mathbf{R}]_{i,j} s'_j \quad (10.20)$$

使用干扰预消减, 式(10.19)转化成

$$y_i = [\mathbf{R}]_{i,i} s_i + n_i, \quad i = 1, 2, \dots, P \quad (10.21)$$

这样就完全消除了用户间的干扰。

减少发送功率的一个方法就是扩展模数算法的思想, 这种思想体现在为符号间干扰预消减[Tomlinson, 1971; Harashima and Miyakawa, 1972]的 Tomlinson-Harashima 预编码中。可以使用 Tomlinson-Harashima 预编码(见图 10.10)的一个向量量化器推广, 并用在 Voronoi 区域上的模数运算来取代在实线上的模数运算。更多细节请参阅[Ginis and Cioffi, 2000; Erez *et al.*, 2000; Yur and Cioffi, 2001b]。这个技术也可以被看作在第 7 章中研究过的有序连续对消(OSUC)接收机的一种发送变体。预消减思想的实用性还需要更彻底的研究, 特别是当发送端要求知道完全非因果信道信息的时候。

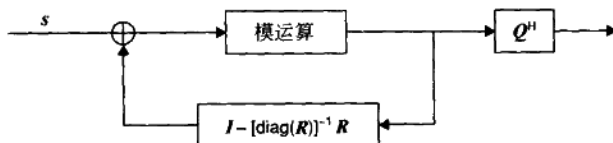


图 10.10 在干扰预消减中减少功率损失的模数运算。

10.4 MIMO-MU 的断线性能

MIMO-MU 在理论上是无线链接中增加频谱效率的有吸引力的方法, 特别是当每个用户只需要一个天线时。但是, 使用非扩频调制的 MIMO-MU 有许多问题, 会使其实现起来很困难。首先, 在随机衰落信道中, 因为两个用户信道可能会很接近, 用户的隔离性就得不到保证, 这就会成为断线或链接失败的起因, 超过了无线系统中由衰落和干扰引起的通常问题。另一个问题就是这一章中先前提到的近-远问题。可能最困难的问题在于前向链接中在发送端需要精确的信道信息。正如在第 3 章中指出的一样, 这个基本的要求很难满足。目前, 上述的问题妨碍了在对非扩频调制的实际系统中 MIMO-MU 的应用。参阅第 10.6 节关于使用扩频调制的 MIMO-MU 的评论。下面介绍用仿真研究证明对这些问题更深入的观察。

10.4.1 多用户对单用户——单小区

考虑使用多输入多输出单用户(MIMO-SU),其中 $\mathbf{H}=\mathbf{H}_w$ 且 $M_T=M_R=5$,和多输入多输出广播信道(MIMO-BC),其中 $M_T=P=5$ 和终端有单天线这两种情况。在 MIMO-SU 情况中,五个用户是时间复用的,每个用户在前向链接上接收信息速率的 20%。图 10.11 画出了针对下列两种情况由任意用户接收到的信息速率的累积分布函数(CDF): (a)MIMO-BC 传送,基站有完全的信道信息并使用迫零发送波束形成(不是更优的污纸编码); (b)MIMO-SU 传送,基站没有信道信息但五个用户均等的进行时间复用。发送功率被归一化来传递平均为 10dB 的信噪比到每个用户。从图 10.11 中我们看到在 10% 的断线, MIMO-SU 中在信息速率的 20% 仍然比 MIMO-BC 中的单用户信息速率大五倍。这是没有考虑 MIMO-SU 发送端不知道信道情况。因此, MIMO-BC 有很大的劣势。如果我们加上近-远功率差异,由于优势散射而产生的信道耦合,和前向信道估计中的错误,那么比较起来 MIMO-BC 就更不利了。这个劣势的起因就在于在 MIMO-SU 中,所有的空间子信道都加入分集来支持链接,而在 MIMO-BC 中,只有一个子信道是可用的。当然如果 $M>P$,我们就可以加入分集,多用户-单用户的差距将会减小。

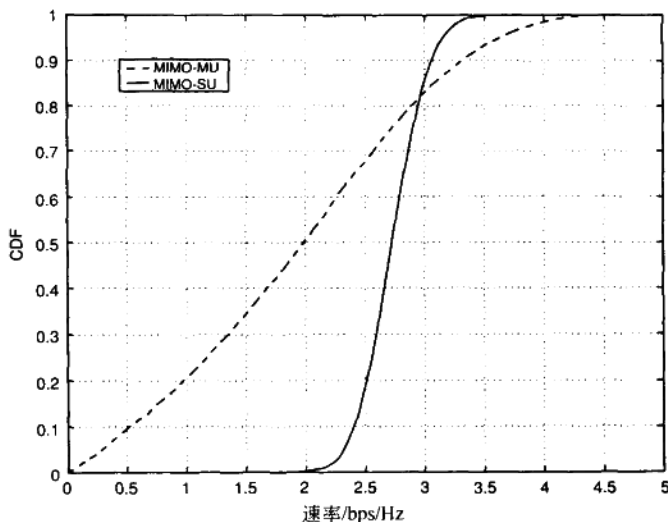


图 10.11 使用迫零预滤波的多输入多输出广播信道(MIMO-BC)和多输入多输出单用户(MIMO-SU)的前向链接容量累积分布函数(CDF)。在 10% 断线水平上 MIMO-SU 比 MIMO-BC 好 5 倍。

信道估计错误的影响

现在我们检验信道估计错误对 MIMO-BC 系统的断线性能的影响。图 10.12 对变化的信道估计错误级别画出了一个用户的信干噪比的累积分布函数。假设对两个用户以 $M=3, P=2$ 和 $E_{s,i}/N_0=10\text{dB}$ 进行迫零预滤波。图 10.12 表明在 1% 断线水平上信干噪比中, 5% 的信道估计错误时的损失近似为 4dB, 10% 的信道估计错误时的损失近似为 7dB。因此, MIMO-BC 的性能随信道估计错误的增长而快速降低。

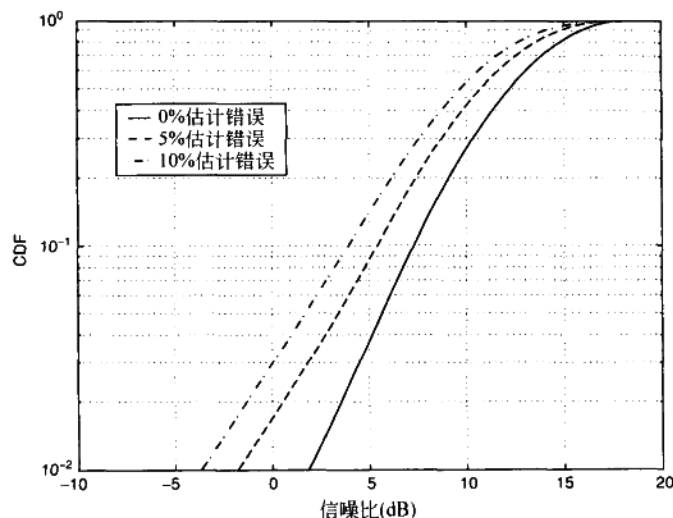


图 10.12 多输入单输出-单用户(MISO-SU)和使用迫零预滤波的多输入多输出广播信道(MIMO-BC)的前向链接信干噪比(SINR)累积分布函数(CDF)。

10.4.2 单小区多用户对多小区单用户

由于多天线的角色就是要改善频谱效率, 所以把 MIMO-MU (信道在小区中重复使用) 与另一种在无线网络中改进频谱效率的常见技术——小区间的信道重复使用, 进行比较就是比较合理的了。参阅第 11 章关于信道重复使用的讨论。考虑支持前向链接的两种情景: $M_T=3, M_R=1$ 的单用户 MISO 配置, 和 $M=3, P=2$ 的 MIMO-BC 配置。假设 $\mathbf{H}=\mathbf{H}_w$, 且在两种情况下, $E_s/N_0=13\text{dB}$ 。对 MIMO-MU 发送功率是在两个用户间平均划分的。在两种情况中都假设发送端有完全信道信息。MISO-SU 使用发送-最大比合并 (transmit-MRC), 而 MIMO-BC 使用迫零预滤波。在多小区环境中, 可以通过增加小区内的重复使用 (MIMO-BC) 或是减小重用因子 (增加小区间的重复使用) 来改善频谱效率。图 10.13 是对

MIMO-BC 和 MISO-SU 系统的信干噪比的累积分布函数。注意到与 MISO-SU 相比, MIMO-BC 在 1% 断线时有 8dB 的损失。在多小区环境中,我们可以把重用因子减半以得到信干噪比中大约 6dB 的增加。因此,看起来就是使用半个重用因子的 MIMO-SU 超过了使用同样重用因子的 MIMO-MU。要注意的是,这个结论不包括有关 MIMO-BC 的问题,这很可能会更损害 MIMO-BC。其次,如果 $M \gg P$,性能损失将会减少。

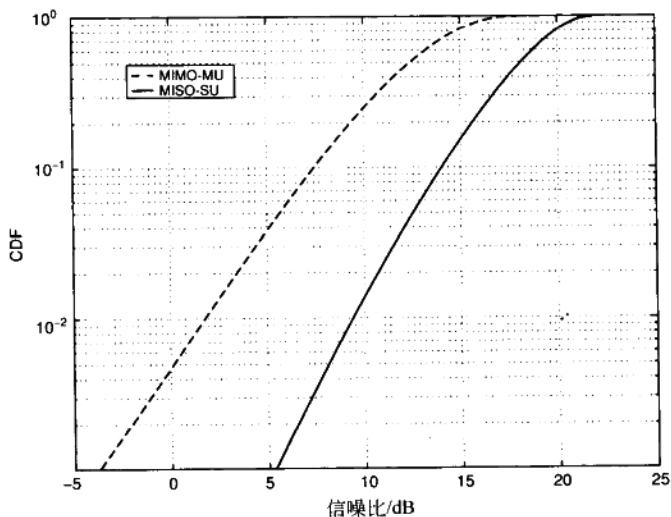


图 10.13 对使用 MIMO-BC 来说,把重用因子减半来使用 MISO-SU 是一个有吸引力的替代方法。

10.5 使用正交频分复用的 MIMO-MU

因为正交频分复用把符号间干扰信道分解成了正交谐波信道,MIMO-MU 对频率平坦信道的一般理论在谐波到谐波的基础上适用。现在人们感兴趣的关键领域在于反向链接和前向链接中每一谐波的功率分配问题。这就是扩展到多用户信道的注水问题。可以看到对于多址接入问题,协调的方法会产生一个同时的注水解法,在前向链接中,它是一个最小-最大表示法,而收敛成了一个基于 Nash 均衡的注水解法。

10.6 CDMA 和多天线

近几十年来,为标量(SISO)天线信道使用扩频调制(CDMA)的多用户扩频调制方法理

论已经成为研究和实践的一个领域[Cover and Thomas, 1991; Viterbi, 1995; Verdu, 1998]。向量(MISO, SIMO)或是矩阵(MIMO)信道的扩展,目前已经从编码和接收机的观点被极大强调了。我们讨论第9章和第12章中CDMA的空时编码和空时接收机的一些例子。如果多用户码在发送端和接收端被保证是完全正交的,那么CDMA信道就分解为独立码道,多用户信道分解为单用户信道,并且本书对单载波调制介绍的整个空时理论仍然适用。在实际中,真正的正交性是不可能实现的,因而使得情况更为复杂。然而,使用合理的大扩频因子($K_s \approx 100$),准正交是可达到的,这样就可以把多址干扰近似为附加的加性噪声。这个近似再次把问题转变成了单用户的情况,这的确是一个把空时技术扩展到CDMA的实用(虽然是次优的)方法。

CDMA中对多天线的使用增加了除由扩频码提供的隔离性之外,更深层次的基于空间信道的差异的隔离性。反向链接和前向链接策略既能利用空间维度又能利用码维度以增强全部多用户的性能。仅利用空间维度的多用户隔离已经不再需要了,这就显著地降低了前述的用户方法在仅由空间断线性能时遇到的困难。的确,简单的波束形成或只是方向天线就能用来减少多用户干扰和增加多用户容量[Naguib, 1996; Adachi *et al.*, 1998]。诸如通用移动通信系统(UMTS)和CDMA2000之类的CDMA标准通过简单地把天线分区,在小区内重复使用相同的频率信道。

CDMA利用空间维度的优势是以带宽扩大为代价的,因此不一定意味着更高的频谱效率。但是,有人可能认为使用高扩频调制的多用户操作空时技术比使用非扩频调制的更稳健。然而,由于极大的后扩频带宽的要求,对宽带链接高扩频CDMA是不现实的。

11 空时同信道干扰抑制

11.1 引言

当在使用频率重用的多小区环境中利用空时链接时,链接将遭受同信道干扰(CCI)。同信道干扰抑制已经被研究了许多年,在无线链接中以非常有限的形式应用。很久以来定向天线和天线阵列的应用就被认为是减小同信道干扰的一种有效技术。

共信道干扰(或简称干扰)抽象信道模型由许多同信道的但是相互干扰的独立发送接收链接组成。由于发送端或接收端不是协同定位,在发送端共同运作或接收端共同运作之间没有协调的可能性。换句话说,在反向链接上,参照基站不能轻易地与其他同信道基站协作以联合地对信号解码。同样地,在前向链接上,参照基站也不能轻易地与其他发送基站协作以联合地对信号编码。在这种意义上,干扰信道就距 MIMO-MU 信道更远了,在 MIMO-MU 信道中,联合解码和联合编码分别在多址和广播信道中可能实现。

无线网络中同信道干扰抑制的意义就在于它使频率重用更好地实现,从而改善网络频谱效率。在非扩频调制中,通常要求 3 或以上的重用因子来得到足够的信干比(SIR)。到更低重用因子(通常是菱形数)的转换将需要同信道干扰减少的相应步增,因此有较差的(大的)粒度。在扩频调制中,小区重用因子典型为 1,并在小区内有更多的重用,我们可以看到任何同信道干扰抑制都转化成改进的,有较好(小的)粒度的容量。

干扰信道的容量很大程度上是一个未解决的问题。在这一章中,我们的方法就是忽略那些容量问题,而致力于在接收为消除同信道干扰,在发送为避免同信道干扰而利用多天线。

许多书籍[Verdu, 1993; Lee, 1995; Rappaport, 1996; Liberti and Rappaport, 1999; Giannakis *et al.*, 2000]中都介绍了同信道干扰抑制。在这一章中我们非常简要地概述一下使用多天线的同信道干扰抑制,并针对前向信道和反向信道介绍几种技术。我们的推导假设用单载波调制。以反向链接同信道干扰的 SIMO 信号模型开始,并讨论接收机的选择和它们的性能。然后将这些扩展到 MIMO 信号模型。接下来,简要地讨论一下前向链接问题,这里同信道干扰抑制是一个避免(或是预消除)问题。然后介绍怎样把这些接收机扩展到扩频和正交频分复用调制。最后,讨论抑制同信道干扰的干扰分集技术。

11.2 同信道干扰特征

同信道干扰特性(功率和信干噪比统计性)被广泛研究了[Lee, 1995; Stüber, 1996]。已经描绘出了在整个小区或是在环形小区区域中平均的同信道干扰的累积分布函数曲线。同信道干扰的空时信道特性只受到很少的关注。由于同信道干扰来源于一个遥远的小区,通常,它将有“大范围”特征,比如更大的延迟和角度扩展,更小的或是为零的 K 因子,更小的交叉极化鉴别度,并且一般来说更接近独立同分布信道。

时分多址(TDMA)的同信道干扰(CCI)特征

图 11.1 是 TDMA 中典型的反向链接和前向链接同信道干扰源。典型的会出现一两个强干扰。由于功率控制差异,反向链接和前向链接有不同的干扰特性。同样地,小区间和小小区内传播延迟,连同延迟扩展一起,可以产生信号和干扰有错位的 TDMA 时隙。这将使干扰消除非常困难。

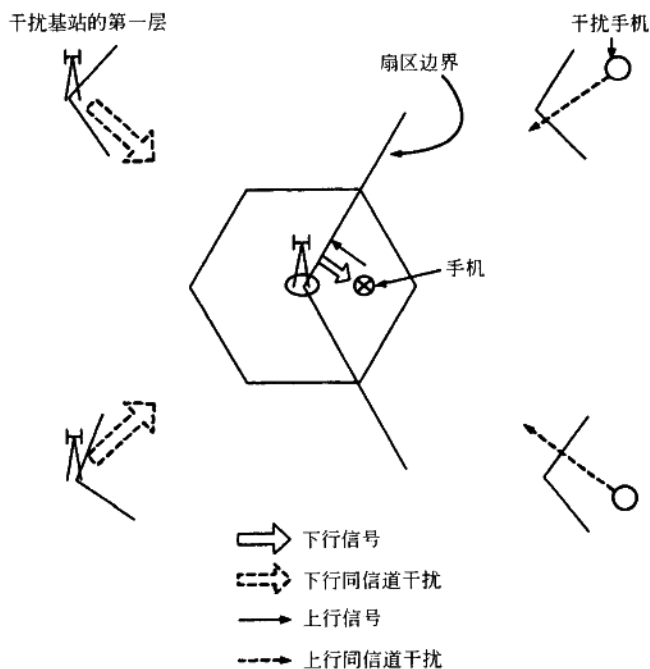


图 11.1 典型的时分多址(TDMA)同信道干扰(CCI)模型。典型的在反向链接和前向链接中有一两个强干扰源(在全球移动通信系统(GSM)中 $\text{SINR} \approx 6 \sim 14 \text{ dB}$)。

码分多址(CDMA)的同信道干扰(CCI)特性

图 11.2 是 CDMA (类型系统) 中典型的反向链接和前向链接同信道干扰源。空间重用因子为 1。准正交码导致了同信道干扰, 在这种情况下也被认作多址干扰。典型地, 在前向链接中有大约 3~5 个干扰源(基站), 在反向链接中有 15~25 个干扰源(终端)。大约有 40% 的干扰源是来自于小区之外[Viterbi, 1995]。

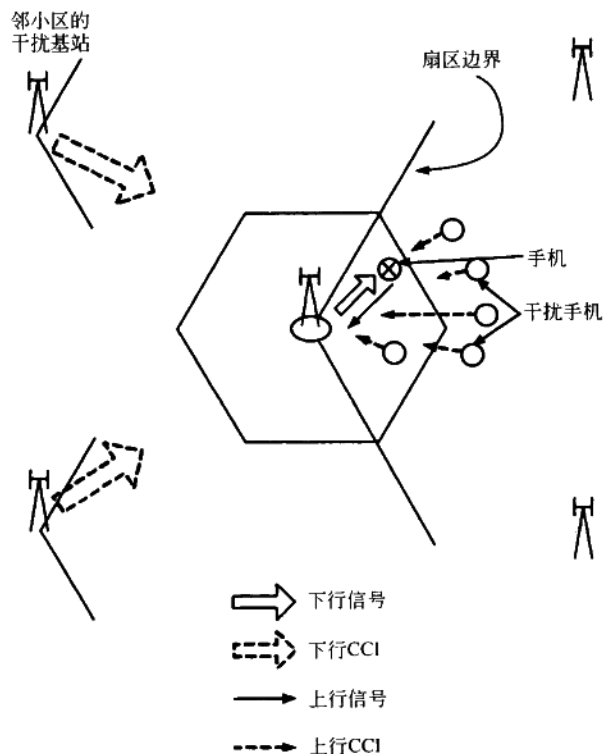


图 11.2 典型的码分多址(CDMA)同信道干扰(CCI)模型。SINR $\approx -15 \sim -8$ dB。20dB 的扩频(处理)增益使信号可检测。

11.3 信号模型

贯穿整个讨论, 我们假设预期的用户和同信道干扰源有同步的时间时隙以及相同的频率和调制策略。我们假设为单载波调制。

11.3.1 SIMO 干扰模型(反向链接)

考虑一种反向链接情景,其中有一个期望的信号和 N 个被媒介散射后到达天线阵列的同信道干扰信号(见图 11.3)。由终端发出的期望的信号和干扰信号都各有一个发送天线。

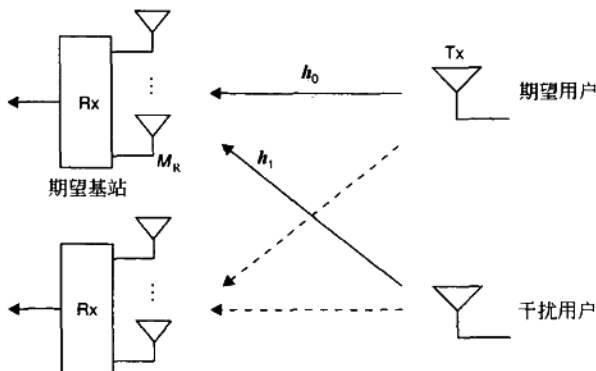


图 11.3 单输入多输出(SIMO)干扰信道(反向链接)。只画出了一个干扰用户。

频率平坦信道

在第 3 章中推导的在频率平坦 SIMO 信道中,单用户的基站信号模型可以扩展到信号和干扰模型,由下式给出

$$\mathbf{y} = \mathbf{h}_0 \mathbf{s}_0 + \sum_{i=1}^N \mathbf{h}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n} \quad (11.1)$$

其中 $\mathbf{y} (M_R \times 1)$ 是已接收信号向量, \mathbf{s}_0 是 $\mathcal{E}\{|\mathbf{s}_0|^2\} = E_{s,0}$ 的期望用户的信号, \mathbf{s}_i 是 $\mathcal{E}\{|\mathbf{s}_i|^2\} = E_{s,i}$ 的,来自于第 i 个 ($i=1, 2, \dots, N$) 干扰源的信号, $\mathbf{h}_i (M_R \times 1)$ 是从第 i ($i=1, 2, \dots, N$) 个干扰源到基站的信道, \mathbf{n} 是协方差矩阵为 $N_0 \mathbf{I}_{M_R}$ 的 $M_R \times 1$ 零均值循环对称复高斯噪声。要注意的是,正如在 MIMO-MAC(第 10 章)中一样, \mathbf{h}_0 和 \mathbf{h}_i 的元素不需要被归一化以反映不同用户的路径损耗的差异。

频率选择信道

在第 3 章中推导的频率选择性环境中的单用户块信号模型被扩展到多用户,如下所示:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}_0 \mathbf{S}_0 + \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i \mathbf{S}_i + \mathcal{N} \quad (11.2)$$

其中

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} h_{1,i}[L-1] & \cdots & h_{1,i}[0] \\ \vdots & & \vdots \\ h_{M_R,i}[L-1] & \cdots & h_{M_R,i}[0] \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{s}_i = \begin{bmatrix} s_i[k-L+1] & \cdots & s_i[k+T-L] \\ \vdots & & \vdots \\ s_i[k] & \cdots & s_i[k+T-1] \end{bmatrix} \quad (11.3)$$

其中 $\mathcal{E}\{|s_i[k]|^2\} = E_{s,i}$ 。

11.3.2 MIMO 干扰信道(任何链接)

除了期望信号和干扰信号各自由多个(M_T 个)发送天线发出这点不同以外,同样的情况对 MIMO 也适用(见图 11.4)。对两种链接模型是类似的。

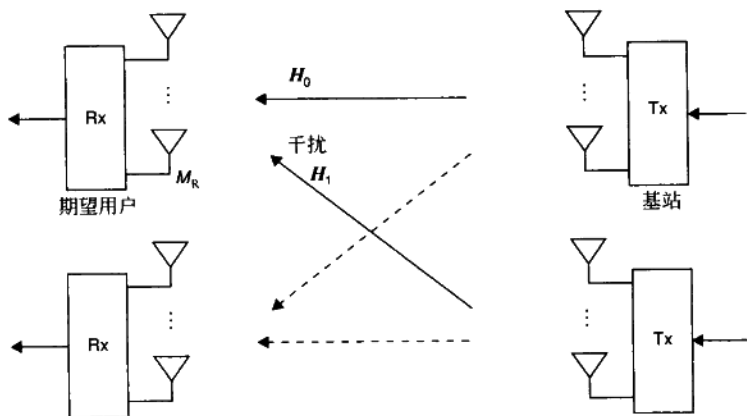


图 11.4 多输入多输出(MIMO)干扰信道。只画出了一个干扰用户。

频率平坦信道

在第 3 章中对频率平坦 MIMO 信道中的单用户提出的信号模型可以扩展到信号加上干扰,如下所示:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}_0 \mathbf{s}_0 + \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i \mathbf{s}_i + \mathbf{n} \quad (11.4)$$

其中 $\mathcal{E}\{\mathbf{s}_0 \mathbf{s}_0^H\} = (E_{s,0}/M_T) \mathbf{I}_{M_T}$ 的 \mathbf{s}_0 是来自于期望用户的信号, \mathbf{H}_0 是 $M_R \times M_T$ 的期望用户的信道, \mathbf{H}_i 是对应第 i 个干扰源的信道的, 维数为 $M_R \times M_T$ 的矩阵, \mathbf{s}_i 是 $\mathcal{E}\{\mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H\} = (E_{s,i}/M_T) \mathbf{I}_{M_T}$ 的 $M_T \times 1$ 的向量, 它对应于第 i 个干扰源的发送信号。频率选择性信号模型

是根据第 3 章得出的,这里就不赘述了。

11.3.3 MISO 干扰信道(前向链接)

考虑这样的情况,有 $N+1$ 个干扰基站,各自服务于一个小区中的一个期望用户。见图 11.5。设想一个频率平坦信道。每个基站都装配有多个发送天线,且每个移动用户有单天线。假设发送基站上线性预滤波(波束成形)。第 3 章中对频率平坦 MISO 信道提出的信号模型可以为信号和干扰作如下扩展:

$$y_0 = \mathbf{h}_0 \mathbf{w}_0 s_0 + \sum_{i=1}^N \mathbf{h}_i \mathbf{w}_i s_i + n_0 \quad (11.5)$$

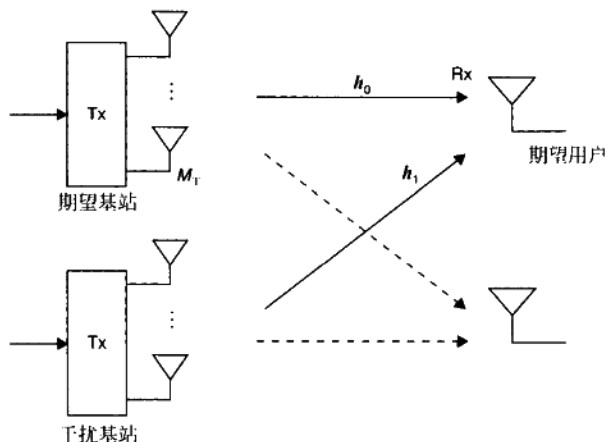


图 11.5 MISO 干扰信道(前向链接)。只画出了一个干扰用户。

这里 y_0 是在第零个用户(在参考小区内)上的标量接收信号, \mathbf{w}_0 是用来把能量向期望用户导引的 $M_T \times 1$ 预编码权重向量, \mathbf{h}_i 是第零个用户和第 i 个基站之间的 $1 \times M_T$ 信道, s_i 是发送到第 i 个用户的, 且 $\mathcal{E}\{|s_i|^2\} = E_{s,i}$ 的信号, n_0 是在参考用户的零均值循环对称复高斯噪声。再一次地, \mathbf{h}_i 的元素没有被归一化以反映路径损耗中的差异。

要注意的是,在参考基站只有发送信道 \mathbf{h}_0 是可观测的,并可以由第 3 章中阐述过的技术确定。其他的信道更难以确定,因为它们是对应于参考小区之外的用户的。然而,式(11.5)包含了不太容易被观测的信道 \mathbf{h}_i 。假设 $\|\mathbf{w}_i\|_F^2 = 1$ 以保持每个基站上的发送功率约束。信道模型可以很容易地被扩展到频率选择性的情况。类似地,可以推导出带有多接收天线的信号和干扰模型。

前向链接问题涉及到第 10 章中的广播信道。容量/速率区域将取决于信道信息的类型/等级以及基站之间的协作模型。

11.4 SIMO 接收机同信道干扰的抑制

现在我们推广第 7 章中讨论的 SIMO 接收机以消除同信道干扰(CCI)。方法是与用多流干扰取代同信道干扰的 SM-HE 的 MIMO 接收机中使用的方法类似。在空间信道中期望用户和同信道干扰源之间的差异被用来抑制同信道干扰。要注意的是,只在时间信道(没有空间维度)中的差异对同信道干扰很少有价值,很少的可用效应与额外带宽和脉冲成形有关[Paulraj and Papadidas, 1997]。

11.4.1 频率平坦信道

空间-最大似然(S-ML)接收机

根据式(11.1),期望信号是由解决多用户(联合解码)检测问题得到的

$$\hat{s}_0 = \arg \min_{s_0, s_1, s_2, \dots, s_N} \left\| \mathbf{y} - \mathbf{h}_0 s_0 - \sum_{i=1}^N \mathbf{h}_i s_i \right\|_{\mathbf{F}}^2 \quad (11.6)$$

接收端需要知道信号信道 \mathbf{h}_0 和干扰信道 $\mathbf{h}_i (i=1, 2, \dots, N)$ 。这个接收机的性能与对空间复用的最大似然解码器的性能相似。假设 $\mathbf{h}_i (i=0, 1, 2, \dots, N)$ 是 \mathbf{h}_w 类型的信道,最大似然接收机提取 M_R 重数的信号分集。最大似然接收端的两个主要缺点就是它要求干扰源的信道信息(这是很难得到的),且有较高的解码复杂度(与干扰源的数量呈指数关系)。

空间-最小均方误差(S-MMSE)接收机

最小均方误差滤波器在计算上是很吸引人的。容易证明(参阅第 7 章)最小均方误差滤波器 $\mathbf{g}_{\text{MMSE}} (1 \times M_R)$ 由下式给出

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{\text{MMSE}} &= \arg \min_{\mathbf{g}} \mathcal{E} \{ |\mathbf{g}\mathbf{y} - s_0|^2 \} \\ &= \mathbf{R}_{s_0} \mathbf{R}_{yy}^{-1} \\ &= \mathbf{E}_{s,0} \mathbf{h}_0^H \mathbf{R}_{yy}^{-1} \end{aligned} \quad (11.7)$$

其中 $\mathbf{R}_{s_0} = \mathcal{E} \{ s_0 \mathbf{y}^H \} = \mathbf{E}_{s,0} \mathbf{h}_0^H$, 并且 $\mathbf{R}_{yy} = \mathcal{E} \{ \mathbf{y} \mathbf{y}^H \}$ 是接收机上估计的已接收信号的协方差矩阵。输出信干噪比为

$$\text{SINR}_{\text{MMSE}} = \frac{\det(\mathbf{R}_{yy})}{\det(\mathbf{R}_{yy} - \mathbf{E}_{s,0} \mathbf{h}_0 \mathbf{h}_0^H)} - 1 \quad (11.8)$$

[Winters *et al.*, 1994]中有更详细的分析。

在 $\mathbf{h}_i (i=0, 1, 2, \dots, N)$ 都是 \mathbf{h}_w 信道时,空间-最小均方误差接收端的性能与使用 SM-HE 的 MIMO 最小均方误差接收机类似。回顾第 7 章,在高信噪比时,最小均方误差和迫

零接收机在性能上收敛,分集重数等于 $M_R - M_T + 1$ 。这就意味着通过使用空间-最小均方误差(参看[Winters *et al.*, 1994]),有 $M_R - (N + 1) + 1 = M_R - N$ 重数的信号分集。当然,以上评价只在干扰功率与信号功率相比或更大时才适用(中等或低信干比)。如果信干比很大,最小均方误差就可以忽略干扰,并将在性能上收敛,和最大比合并接收机一起将获取完全的 M_R 重数的分集。

空间-最大比合并(S-MRC)接收机

第5章中已经涵盖了空间-最大比合并接收机($\mathbf{g}_{\text{MRC}} = \mathbf{h}_0^H$)。空间-最大比合并忽略了同信道干扰但是有固有的干扰抑制特性,因为信号和干扰信道有不同的特征。对给定的 \mathbf{h}_0 ,在最大比合并处理之后的信干噪比成为

$$\text{SINR}_{\text{MRC}} = \frac{E_{s,0} (\mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0)^2}{\sum_{i=1}^N E_{s,i} |\mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_i|^2 + \mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0 N_0} \quad (11.9)$$

如果噪声是占主要的($N_0 \gg E_{s,i}$),我们有

$$\text{SINR}_{\text{MRC}} \approx \rho \mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0 = \rho \|\mathbf{h}_0\|_F^2 \quad (11.10)$$

另外,如果 $\mathbf{h}_0 = \mathbf{h}_w$,根据第5.3节,空间-最大比合并接收机提供 M_R 重数的分集。此外

$$\mathcal{E}\{\text{SINR}_{\text{MRC}}\} = \mathcal{E}\{\|\mathbf{h}\|_F^2\} \rho = M_R \rho \quad (11.11)$$

得到 M_R 的阵列增益。

应用 Cauchy-Schwartz 不等式, $|\mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_i|^2 \leq \|\mathbf{h}_0\|_F^2 \|\mathbf{h}_i\|_F^2$,由式(11.9)可得

$$\frac{E_{s,0} |\mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0|^2}{\sum_{i=1}^N E_{s,i} |\mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_i|^2 + \mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0 N_0} \geq \frac{E_{s,0} \mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0}{\sum_{i=1}^N E_{s,i} \mathbf{h}_i^H \mathbf{h}_i + N_0} \quad (11.12)$$

这意味着最大比合并处理之后的信干噪比大于输入信干噪比(式(11.12)的右边),它是总信号功率对阵列输出上干扰加噪声功率的比率。准确的信干噪比增益取决于信号对干扰功率比率,以及信号和干扰信道($\mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_i$)的相对几何结构。

空间-最大似然(S-ML),空间-最小均方误差(S-MMSE)和空间-最大比合并(S-MRC)的权衡

- 空间-最大似然提取 M_R 重数的分集。接收端在计算上很复杂,并且需要同信道干扰信道信息(\mathbf{h}_i)。
- 空间-最小均方误差在高信噪比和低-中的信干比时提取近似于 $M_R - N$ 的分集。它在计算上更简单,并且不需要知道同信道干扰信道。在高信干比时,它在性能上收敛到有 M_R 重数分集的空间-最大比合并。

- 空间-最大比合并并不试图直接消除同信道干扰。它只提供阵列增益和 M_R 重数的信号分集,并附带有取决于干扰和信号信道的相对几何结构的干扰的减小。

表 11.1 总结了三种接收机的性能。

表 11.1 同信道干扰(CCI)消除的接收机——频率平坦信道

	分集重数	噪声增强损失	信道信息
空间-最大似然(S-ML)	M_R	零	$\mathbf{h}, (i=0, 1, 2, \dots, N)$
空间-最小均方误差(S-MMSE)	$M_R - N$	中等	$\mathbf{R}_{yy}, \mathbf{h}$
空间-最大比合并(S-MRC)	M_R	零	\mathbf{h}

11.4.2 频率选择性信道

空时-最大似然(ST-ML)接收机

在延迟扩展信道中,最大似然接收机是多用户检测问题,由下式给出

$$\hat{\mathbf{S}}_0, \hat{\mathbf{S}}_1, \hat{\mathbf{S}}_2, \dots, \hat{\mathbf{S}}_N = \arg \min_{\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \dots, \mathbf{S}_N} \left\| \mathbf{Y} - \mathbf{H}_0 \mathbf{S}_0 - \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i \mathbf{S}_i \right\|_F^2 \quad (11.13)$$

正如在频率平坦信道中一样,期望用户的信道和干扰信道的信息都是必要的。空时-最大似然接收端提供空间(M_R)和路径分集($\approx L_{\text{eff}}$),并且抑制同信道干扰和符号间干扰。这种接收端有非常高的解码复杂性,且需要干扰信道的信息。

空时-最小均方误差(ST-MMSE)接收端

当存在延迟扩展时,空时-最小均方误差接收端必须要消除符号间干扰和同信道干扰。第7章中已经讨论了对 SIMO 频率选择性信道的空时均衡的空时-最小均方误差接收机。滤波器权重 $\mathbf{g}_{\text{MMSE}} (1 \times M_R T)$ 向量由下式给出

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{\text{MMSE}} &= \arg \min_{\mathbf{g}} \mathcal{E} \{ | \mathbf{g} \mathbf{Y}[k] - s_0[k - L + \Delta_D] |^2 \} \\ &= E_{s,0} \mathbf{I}_{\Delta_D, T+L-1} \overline{\mathbf{H}}_0^H \mathbf{R}_{yy}^{-1} \end{aligned} \quad (11.14)$$

其中 $\mathbf{Y} = \text{vec}(\mathbf{Y}^T)$ (\mathbf{Y} 在式(11.12)中定义),并且 $\mathbf{R}_{yy} = \mathcal{E} \{ \mathbf{Y} \mathbf{Y}^H \}$ 也合并了同信道干扰的作用, $\overline{\mathbf{H}}_0$ 与在式(7.24)中定义的信号信道相同。

图 11.6 中是空时-最小均方误差接收机的误符号率曲线,这个接收机使用二进制相移键控调制,根升-余弦脉冲成形(40%额外带宽)并有一个干扰源。对于干扰源和期望信号的物理信道抽头都是独立的,且等功率,以 $T_s/4$ 或 T_s 间隔。对一个固定的信干比,性能随延迟扩展的减小而下降。对于固定的延迟扩展,性能随信干比的减少而下降。在较高信干比时,性能等价于带有空时-最小均方误差接收机的单输入多输出链接。

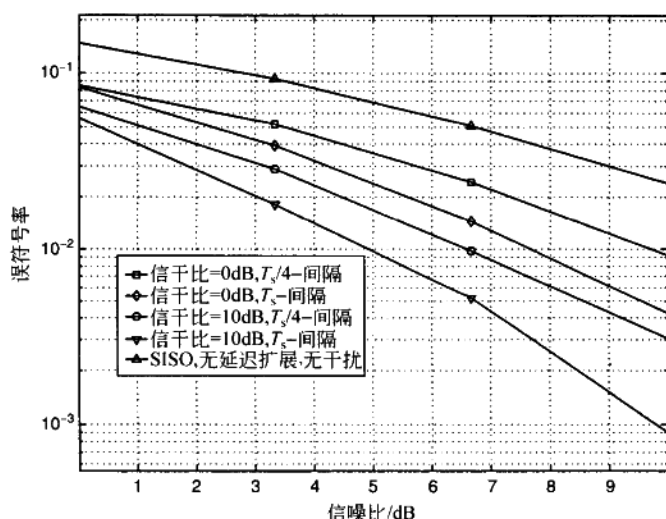


图 11.6 对各自带有一个发送天线的一个用户和单干扰源的空时-最小均方误差(ST-MMSE)接收端性能。基站有两个接收天线。性能随延迟扩展的减少和信干比(SIR)的减少而下降。

讨论

空时-最小均方误差中的时间抽头抑制了符号间干扰但对抑制同信道干扰几乎没有起到作用。时间抽头消除同信道干扰的能力取决于额外带宽和信道延迟扩展。在实际中,这起到微不足道的作用。空间抽头(天线)对同信道干扰抑制有效但对抑制符号间干扰不一定有用。因此,在空时-最小均方误差中,空间维度主要是抑制同信道干扰,时间维度主要抑制符号间干扰。在实际中要特别地使用过采样,以减小抖动的影响并实现稳健的均衡。过采样在改善分集中起的作用并不重要,它在改进同信道干扰抑制中的角色也是极其有限的[Paulraj and Papadakis, 1997]。

空时-最小均方误差-最大似然(ST-MMSE-ML)接收机

如前所述,空时-最大似然接收端抑制了同信道干扰和符号间干扰且有最佳的性能,但是非常难以实现。另一方面,空时-最小均方误差接收端易于实现,但是存在同信道干扰时会损失频率分集。空时-最小均方误差-最大似然接收端(见图 11.7)提供了一种折衷的两阶段接收机,在第一阶段为空时-最小均方误差,在第二阶段为最大似然序列估计(MLSE)。空时-最小均方误差只消除了同信道干扰,捕获 $\approx M_R - N$ 的空间分集,标量最大似然序列估计对付符号间干扰,捕获 $\approx L_{\text{eff}}$ 重数的路径分集。

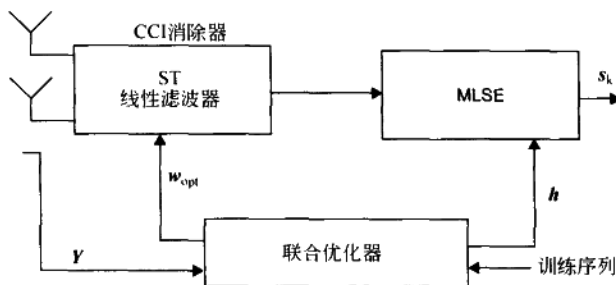


图 11.7 空时-最小均方误差-最大似然(ST-MMSE-ML)接收机。第一阶段消除了同信道干扰(CCI)而让符号间干扰(ISI)通过到第二阶段的最大似然(ML)接收机。

第一阶段把与信道卷积的训练序列(\mathcal{F})用作参考信号,因此只消除了同信道干扰而没有消除符号间干扰。现在第一阶段输出的等价信道是一个包含符号间干扰通过空时-最小均方误差阶段的标量信道。最大似然序列估计接收机(量度被适当修改以考虑来自第一阶段的噪声色化)均衡了符号间干扰。更详细的处理过程请参看[Liang and Paulraj, 1996; Liang, 1998]。

空时-最大似然(ST-ML),空时-最小均方误差(ST-MMSE)和空时-最小均方误差-最大似然(ST-MMSE-ML)权衡

- 空时-最大似然序列估计捕获 $M_R L_{\text{eff}}$ 的空间和时间分集。特别是存在明显符号间干扰时空时-最大似然序列估计将优于空时-最小均方误差。然而,一般地,接收机实现起来很复杂,并且需要干扰源信道的信息 H_i 。进而,如果同信道干扰还有延迟扩展,那么空时-最大似然序列估计的实现就更复杂化了。
- 空时-最小均方误差获取 $M_R L_{\text{eff}} - N L_{\text{eff}}$ 的空间和时间分集(由于同信道干扰而有 $N L_{\text{eff}}$ 的损失)。因为它只需要 R_{yy} 和 H_0 的信息,所以很容易实现。对较高信干比,空时-最小均方误差接收端减化为分集重数 $\approx M_R L_{\text{eff}}$ 的空时-最大比合并。
- 空时-最小均方误差-最大似然在第一阶段提取空间分集($\approx M_R - N$),在第二阶段提取路径分集($\approx L_{\text{eff}}$)。因此这种接收机结合了空时-最小均方误差和空时-最大似然序列估计的优势,看来是很好的实用折衷。

表 11.2 总结了三种接收机的性能。

表 11.2 同信道干扰(CCI)抑制的接收机-频率选择性信道

	分集重数	噪声增强	信道信息
ST-MLSE	$M_R L_{\text{eff}}$	零	H_0, H_i
ST-MMSE	$< (M_R - N) L_{\text{eff}}$	中等	H_0, R_{yy}
ST-MMSE-ML	$\approx M_R L_{\text{eff}} - N$	低	H_0, R_{yy}

最后,必须强调在蜂窝网络中,目标应是为每个用户的最小信干噪比最大。消除同信道干扰可能是改善信干噪比的最困难的方式。在无线网络中实现的更简单的技术包括动态信道分配、用户分组和功率控制。

11.5 MIMO 接收端同信道干扰的抑制

现在对 MIMO 的情况只考虑频率平坦信道。上面描述的每个同信道干扰源有一个天线的分析被扩展到涵盖每个同信道干扰源有多天线(M_T 个)并有 MIMO 编码的情况。每个同信道源上的 M_T 个天线应该被视为 M_T 个独立的干扰源。这就意味着对于每个同信道干扰源,我们在接收端需要 M_T 个天线来消除它,并且通常接收端将需要 $M_R = M_T N + M$ 个天线($M_T N$ 用于同信道干扰, M 个用于用户信号的期望分集)。但是,在同信道用户利用空时分集编码的情况中,这个要求就要降低。下面我们讨论一个例子。

11.5.1 Alamouti 编码信号和干扰($M_T = 2$)

考虑这样的情况,有一个信号和一个同信道源,各自有两个发送天线,都使用 Alamouti 编码。简单化的方法将需要 $M_R = 3$ 个接收天线,两个用来消除干扰源,一个用来接收信号。智能处理可以把这个要求降低到 $M_R = 2$ 个天线[Naguib *et al.*, 1998a]。

考虑一个 $M_T = 2$ (期望的信号,同信道干扰), $M_R = 2$ 的模型(见图 11.8)。扩展式(5.37)中的模型以包括一个干扰源得到下式:

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_{s,0}}{2}} \mathbf{H}_{0,\text{eff}} \mathbf{s}_0 + \sqrt{\frac{E_{s,1}}{2}} \mathbf{H}_{1,\text{eff}} \mathbf{s}_1 + \mathbf{n} \quad (11.15)$$

其中 \mathbf{y} 和 \mathbf{n} 是 4×1 的已接收信号和噪声向量(向量索引是接收天线索引和 Alamouti 符号索引的混合), $\mathbf{H}_{0,\text{eff}}$ 和 $\mathbf{H}_{1,\text{eff}}$ 是正交矩阵(也就是说, $\mathbf{H}_{0,\text{eff}}^H \mathbf{H}_{0,\text{eff}} = (1/2) \|\mathbf{H}_{0,\text{eff}}\|_F^2 \mathbf{I}_2$, $\mathbf{H}_{1,\text{eff}}^H \mathbf{H}_{1,\text{eff}} = (1/2) \|\mathbf{H}_{1,\text{eff}}\|_F^2 \mathbf{I}_2$), 维数为 4×2 , \mathbf{s}_0 和 \mathbf{s}_1 是 2×1 的信号和干扰向量, $E_{s,0}$ 和 $E_{s,1}$ 是信号和干扰功率。

最小均方误差同信道干扰消除接收端可公式化为

$$\mathbf{G} = \arg \min_{\mathbf{G}} \|\mathbf{G}\mathbf{y} - \mathbf{s}_0\|_F^2 \quad (11.16)$$

其中 \mathbf{G} 是一个 2×4 的滤波器矩阵。当不存在干扰时,很明显地,我们应该选择 $\mathbf{G} = \mathbf{H}_{0,\text{eff}}^H$, 它以 $\|\mathbf{H}_{0,\text{eff}}\|_F^2$ 的增益传送 \mathbf{s}_0 的组成符号和四重分集,正如第 5 章中讨论的一样。当存在干扰时,我们可以看到最小均方误差解为

$$\mathbf{G} = \sqrt{\frac{E_{s,0}}{2}} \mathbf{H}_{0,\text{eff}}^H \mathbf{R}_{yy}^{-1} \quad (11.17)$$

接收机只用一个接收天线来消除 Alamouti 编码($M_T = 2$)的干扰源而让其他的天线支

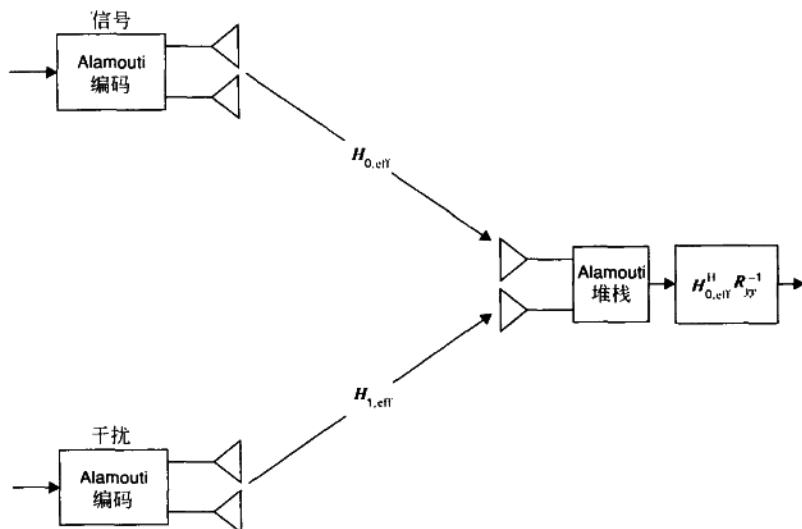


图 11.8 Alamouti 编码干扰的多输入多输出 (MIMO) 干扰消除。

持 Alamouti 编码信号接收。在较高信干比时,式(11.16)中的接收端性能收敛到有四重分集的标准 Alamouti 策略。在低-中的信干比时,接收端将提供二重分集(更多细节请参阅 [Naguib *et al.*, 1998a])。

一般说来,我们可以看到每个干扰源需要的接收天线数并不是每个干扰源的发送天线数,而是系统中使用的发送策略的有效空间速率(参看第 6 章)。因此,如果系统使用空间复用($r_s = M_T$),在接收端需要 M_T 个天线来消除每个同信道干扰源,而如果使用正交空时块码($r_s = 1$),则每个同信道干扰源需要一个接收天线。

11.6 MISO 发送端同信道干扰的抑制

正如本章的引言指出的一样,前向链接中的同信道干扰抑制在很大程度上是基站用来避免产生同信道干扰而为脆弱的用户使用的一种技术。一般的方法是在发送端预滤波或波束成形,以消除或减少干扰源的同信道干扰的生成,而使期望用户的信号功率最大。

11.6.1 发送-最大比合并或匹配的波束成形

如果参考基站已知信道 \mathbf{h}_0 到它自己的用户的信息,那么发送-最大比合并 (transmit-MRC) 技术就是可能实现的。波束成形权重向量 \mathbf{w}_0 由下式给出

$$\mathbf{w}_{\text{MRC},0} = \mathbf{h}_0^H / \sqrt{\|\mathbf{h}_0\|_F^2} \quad (11.18)$$

到参考用户的信干噪比变成

$$\text{SINR}_0 = \frac{E_{s,0} \|\mathbf{h}_0\|_F^2}{\sum_{i=1}^N E_{s,i} \|\mathbf{h}_i \mathbf{w}_{\text{MRC},i}\|_F^2 + N_0} \quad (11.19)$$

我们假设所有其他的干扰基站也对它们各自的期望用户进行发送-最大比合并波束成形。很清楚没有任何努力去减少干扰(见图 11.9)。然而,由于天线数量 M_T 的增长,波束方向图将会成为空间上可选择性的。有几种选择是可能的:(a)规则波束,它要求紧阵列且无散射;(b)不规则 amoeba 形波束,它是经散射的规则波束变形造成的;(c)带有突起的栅格波瓣的波束,这是由于大的天线间距造成的。在所有的情况中,平均信干噪比将随 M_T 的增长而增长。假设 $\mathbf{h}_0 = \mathbf{h}_w$, 前向链接中的分集保持在分集重数为 M_T , 其中 \mathbf{h}_i 是从第 i 个基站到期望用户的信道。

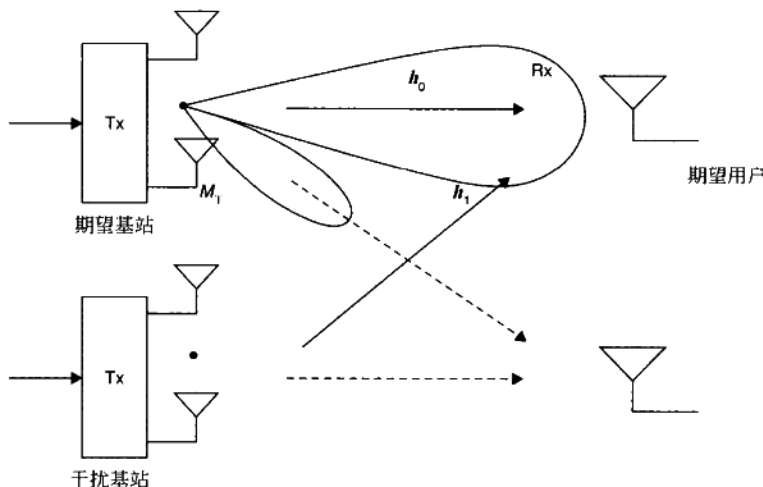


图 11.9 发送波束成形可以引起小区间干扰

11.6.2 发送迫零或零波束成形器

发送迫零(ZF)波束成形器在被干扰用户的方向上置零,因此保证了没有同信道干扰被传送到这些用户。令 \mathbf{h}_0 成为从基站到期望用户的普通 $1 \times M_T$ 信道。采用与第 11.3.3 不同的符号,令 \mathbf{h}_i 成为从基站 0 到第 i 个干扰用户(小区)的信道。那么,根据式(10.13)和 $M_T \geq N+1$,其中 \mathbf{H} 是一个行为 $\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N$ 的行满秩矩阵, $M_T \times 1$ 的预滤波向量 $\mathbf{w}_{\text{ZF},0}$ 由

下式给出

$$\mathbf{w}_{ZF,0} = \frac{\mathbf{h}_0^{(\top)}}{\sqrt{\|\mathbf{h}_0^{(\top)}\|_F^2}} \quad (11.20)$$

其中 $\mathbf{h}_0^{(\top)}$ 是 $\mathbf{H}^{(\top)}$ 的第一列。如果另一个用户的信道(比如 \mathbf{h}_1)靠近了期望用户的信道, $\|\mathbf{h}_0^{(\top)}\|_F^2$ 将变大,期望的用户将几乎接收不到功率(功率削减),如同我们在第 10 章中所看到的一样。图 11.10 画出了只在期望基站出现的一个迫零波束成形器。要注意的是诸如 Tomlinson-Harashima 技术的向量扩展之类的预编码并不是适用的(至少在低的 SINR 情况下),因为干扰生成基站和服务基站是不同的。迫零波束成形器提供的分集为 $M_T - N$ 。

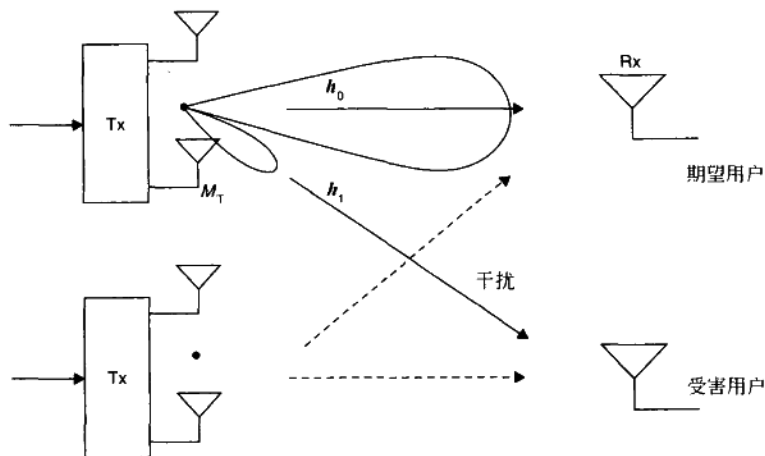


图 11.10 零波束成形器的示意图。通过利用空间特征中的差异在受害用户(译者注:干扰用户)的方向上形成零。

11.6.3 协调最大信干噪比的波束成形

最大信干噪比(SINR)发送波束成形器用对其他用户产生的干扰来交换传送到期望用户的信号功率。如果功率协调是可实现的,就可以通过调节发送功率使互干扰最小而更进一步增强总的性能。

令 $\mathbf{w}_i, E_{s,i}$ 成为第 i 个用户的预滤波权重向量和发送功率。令 \mathbf{h}_i 成为从第 i 个基站到参考用户(索引为 0)的信道。因此, \mathbf{h}_0 是来自于参考(索引为零)基站的信道。如果所有的基站从它们自身到其他用户互相交换权重向量、功率和信道,可以用公式表达一个与式(10.14)类似的解。参考用户的信干噪比由下式给出

$$\text{SINR}_0 = \frac{E_{s,0} \|\mathbf{h}_0 \mathbf{w}_0\|_F^2}{\sum_{i=1}^N E_{s,i} \|\mathbf{h}_i \mathbf{w}_i\|_F^2 + N_0} \quad (11.21)$$

中央处理器将为每个基站计算信干噪比,然后搜索最佳的 $\mathbf{w}_i, E_{s,i}$, 在服从约束 $E_{s,j} \leq E_{\text{penk},j}$ 下, 这些信干噪比等于或大于目标信干噪比。并且, 这这也是一个非凸问题, 可能有解也可能没有解。信干噪比均衡波束成形器提供的分集将为 $M_T - N$ 。当发送功率保持恒定(没有功率控制)时也能把此问题公式化, 只有波束成形权重是可改变的。

在非协作的情况下, 每个用户用与信道匹配的发送滤波器发送全部功率。对于正交频分复用调制, 诸频之间的功率分配会有更大的自由度, 而且非协作策略会产生 Nash 均衡类型的解法[Saraydar *et al.*, 2002]。

11.7 联合编码和解码

如果基站之间是完全(比特或信号级别)协调的, 也就是说, 各不相同的基站工作起来像是以使用中央处理的单基站形式在运作, 问题就不再是干扰信道了, 而会转化为分别对前向链接和反向链接的广播或多址信道的问题。现在基站可以对前向链接使用联合编码(使用预编码的干扰预消减), 对反向链接使用联合解码(最大似然)接收。然而, 前向链接上每个基站的发送功率必须被单独地约束, 总和约束是不合理的。

要注意的是, 需要知道所有用户和基站之间的 MIMO 信道, 这是一项很困难的任务。还要注意信道不能被建模为标准的独立同分布, 这是由于在不同的基站信号功率有显著差异, 并且最高功率是在服务链接(参考基站到参考用户)上可用的。反向链接问题转化为一个标准 MIMO-MAC, 它的容量区域已经被充分理解了。下行链接的一些结论提出了污纸编码[Shamai and Zaidel, 2001]。但是, 每个基站的功率约束使第 10 章中讨论过的 MIMO-MAC 和 MIMO-BC 之间的对偶性结论无效了。同样地, 污纸区域和总和速率容量之间的关系也并没有完全建立起来。

11.8 扩频调制

在扩频(SS)调制(CDMA)中, 来自于其他用户的干扰可以是多址干扰(来自于相同的小区之内), 也可以是来自于其他小区的同信道干扰。所有的干扰源都有截然不同的扩频码(时间特征), 可以用这一点来减小干扰。设计抑制多址干扰的接收机已经是一个主要的研究领域了[Lupas and Verdu, 1989; Madhow and Honig, 1994; Rapajic and Vucetic, 1994; Abdulrahman *et al.*, 1994; Verdu, 1998]。这些技术与第 7 章中用不同的空间特征处理多

流干扰类似。典型地,存在大量的同信道用户($0.1K_s \sim 0.25K_s$)。同信道干扰最好被处理为白噪声。

随着空间维度的引入,与 CDMA 中只有时间特征相反,处理多址干扰的问题就成为使用空时特征处理的问题。同样地,当从基站看时,干扰源在角度上是分散的,因此通常有不同的空间特征。但是,在时间上白色的同信道干扰可以在空间上色化,对此,自适应空间处理会是有用的。

如果假设扩频码有很好的自相关性,我们就可以忽略码片间干扰。此外,如果把多址干扰的模型认为是白噪声,空时 CDMA 处理的问题成为了处理时间上白色和空间上色化的噪声的问题。在这种情况下,多址干扰和同信道干扰就是不可分辨的了。下面我们讨论对这种特殊情况的空时接收机和发射机的结构。因为有许多同信道用户(由于是多码道),这些通常远远超过了天线的数量,因此看起来是来自于所有的方向,以生成一个平滑的噪声场(见图 11.11)。

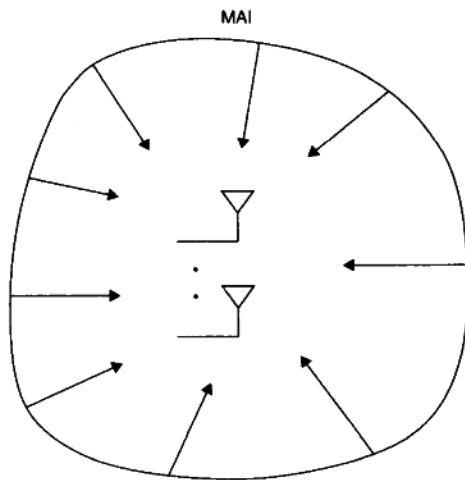


图 11.11 数量巨大的干扰源造成的准等方向干扰场。

11.8.1 空时-RAKE

我们把一个简单的空时接收机公式化为一个理想化的干扰模型,其中设想有零码片间干扰并且把多址干扰和同信道干扰模型认为是在接收端时间上的加性白噪声。依照第 11.4 节中的符号,并首先考虑频率平坦衰落的情况。如果 \mathbf{R}_y 是接收端的信号加上干扰加上噪声的空间协方差矩阵, \mathbf{h}_0 是期望的信号的信道(暂时假设没有多路径),最小均方误

差(MMSE)接收机由下式给出

$$\mathbf{g}_{\text{MMSE}} = E_{s,0} \mathbf{h}_0^H \mathbf{R}_y^{-1} \quad (11.22)$$

当存在多路径的时候,假设信道有由一个码片时延分隔开的两个路径,并有分别由 $\mathbf{h}_0[0]$ 和 $\mathbf{h}_0[1]$ 给出的对应于延时 0 和 1 的空间信道。因为扩频序列被假设为有很好的自相关性,两个路径可以通过一个相关器完全分辨出来而没有码片间干扰。假设对两个延迟 \mathbf{R}_y 都是相同的,并且对每个路径的已接收信号和噪声是不相关的。空时-RAKE 的输出由下式给出:

$$z = \mathbf{g}[0]\mathbf{y}[0] + \mathbf{g}[1]\mathbf{y}[1] \quad (11.23)$$

其中 $\mathbf{y}[0], \mathbf{y}[1]$ 是相关器分别在时延 0 和 1 的向量输出 ($M_R \times 1$), $\mathbf{g}[0], \mathbf{g}[1]$ 是分别对时延 0 和 1 的权重向量 ($1 \times M_R$), 并由下式给出

$$\mathbf{g}[j] = E_{s,0} \mathbf{h}_0[j]^H \mathbf{R}_y^{-1}, \quad j = 1, 2 \quad (11.24)$$

我们假设在两个延迟 \mathbf{R}_y 是相同的。ST-RAKE 给出 M_R 的阵列增益和带有两个路径 $2M_R$ 的分集增益。信道 $\mathbf{h}_0[i]$ 可以通过使用导频符号或码来估计。[Naguib, 1996] 中还推导了盲估计方法。

ST-RAKE 是标准 RAKE 接收机的 SIMO 推广。可以通过直接建模被假设为零的码片间干扰来改进 ST-RAKE。恰当地扩展信号模型(参看第 9.5 节)就可以做到这点 [Ramos *et al.*, 2000]。推广模型的下一步就是把码间干扰(即多址干扰)考虑进去。这就产生了由 [Papadias *et al.*, 1998; Huang *et al.*, 1999; Huaiyu and Poor, 2001] 研究的空时线性接收机。

11.8.2 空时-预 RAKE

空时-RAKE 的发送类似体就是空时-预 RAKE [Esmailzadeh and Nakagawa, 1993; Montalbano *et al.*, 1998], 它是一个匹配的发送波束成形器。考虑一个有 M_T 个发送天线和单接收天线的信道。设想有一个码片时延的两径且没有码片间干扰, 令 $\mathbf{h}[0]$ 和 $\mathbf{h}[1]$ 成为与两路径相联的 MISO 信道。在扩频之后发送 ($\tilde{s}[i]$) 天线(参见式(9.26))上的预-RAKE 由下式给出

$$\tilde{s}[i] = \frac{s}{\sqrt{2}} \left(c[i] \frac{\mathbf{h}_0[0]^H}{\|\mathbf{h}_0[0]\|_F} + c[i+1] \frac{\mathbf{h}_0[1]^H}{\|\mathbf{h}_0[1]\|_F} \right) \quad (11.25)$$

其中 s 是数据符号, $c[i]$ 是扩频码。换句话说, 我们以恰当的延迟预修正和定相来把波束形成发送到每个路径上, 这样路径以相同的延迟在用户天线上同相合并以提供空时最大比合并。这也减少了(但没有消除)接收机的延迟扩展。一般说来, 在发送端估计路径相位是非常困难的(也就是说, $\mathbf{h}_0[i]$ 将只在相位模糊之内已知, 参阅第 3 章)。在这种情况下, 延迟预

修正实现起来将很差,因为到达的路径可能合并破坏性地抢走的分集。既然这样我们应该采用发送波束成形,但不用延迟预修正,这样物理信道路径保持不同,可以被接收机的RAKE用于分集。这种策略仍有为每个路径发送波束成形的优点。空时-预RAKE延迟预修正和定相得到了 M_T 的阵列增益和接收天线 $2M_T$ 的分集增益。

讨论

空间维度为码分多址(CDMA)提供了显著优势,下面我们讨论一下。它们源起于为了消除同信道干扰和多址干扰的码维度和空间维度之间的特性上的差异。空间维度的利用提供了充足的分集源($M_T M_R$)。扩频码提供了最小(B/B_c)频率(路径)分集。在简单匹配滤波器(或RAKE)接收端上使用复杂接收端(线性,最大似然,等等)减小多址干扰的潜在效果在码分多址网络中是有限的。这是因为总干扰(同信道干扰)的大约30%~40%来自于用户小区之外,并且实际上只能被当作噪声处理。同样地,干扰噪声比必须保持在0~3dB之间,以维持码分多址网络中的功率控制稳定性。因此,即使我们通过高级的接收机消除了所有的小区内多址干扰,总信干噪比也只能改善3~4dB。要注意的是,时间处理不能提供对同信道干扰或热噪声的增益。然而在空间维度中,天线的作用不是受限的,而是与天线的数量成比例且对所有干扰源,即多址干扰、同信道干扰和噪声适用。此外,当在码分多址中使用长扩频时,干扰特征在符号之间变化,使接收端滤波器设计在符号间变化,非常复杂。另一方面,空间维度中的特征在至少一个相干时间间隔 T_c 上是恒定的。最后,由于阵列中只有一些天线,最优干扰消除接收机的计算就简单得多了。在时间域中相应的维度是 K_s 。

码分多址和非扩频调制之间的空时技术的稳健性方面还有显著的差异。考虑反向链接。在码分多址中,多址干扰和同信道干扰都将以大量在角度中(空间上白色)分散的相对弱(扩频后)干扰源的形式出现。因此,在码分多址中,一个简单的匹配波束成形器将提供与天线数量成比例的多址干扰抑制。在非扩频调制(时分多址)中,通常接收端有一个,或者最多两个(但是很强的)同信道干扰源,接收端现在需要置零或至少有力抑制这种源。置零是非常错误敏感的,而匹配滤波则不是。这就产生了更为稳健的码分多址空时接收机。类似的评价对前向链接也适用,在前向链接中信道估计通常更差,而使码分多址的稳健性优势更有价值。

11.9 正交频分复用调制

空时同信道干扰技术与本章前面讨论过的用在单载波调制中的那些技术非常相似。正交频分复用是与时分复用/时分多址系统一起使用的,因此我们可以预想到与在码分多址中有许多干扰源不同,它只有一个或两个干扰源。在频率选择性信道中,应该预料到信号和同

信道干扰信道在正交频分复用的诸频中变化,并且为频率平坦信道推导的同信道干扰抑制原理必须分别应用到每个谐频上。取决于使用的预滤波器类型,以及是否采用协作或竞争策略,注水解法将是不同的。感兴趣的读者可参阅[Li and Sollenberger, 1999; Kapoor *et al.*, 1999; Li *et al.*, 2001; Stamoulis *et al.*, 2002]的讨论。

11.10 干扰分集和多天线

使用多天线来消除同信道干扰是抑制同信道干扰的一种强有力的方式。但是,它的确是以复杂度,并且后面将会看到(参阅第 12.4.1 节)和信号分集为代价的。另一种减小同信道干扰影响的补充方法被认作干扰分集。

在蜂窝系统中,取决于用户和干扰源位置,功率水平和衰落幅度,用户与用户之间的信干比有很大差异。显然,大于目标值(比如 GSM 中为 9dB)的任意信干比对用户都几乎没有价值;但是小于目标值的信干比会产生差的,甚至是不可用的链接。所以,设计者的目标就是保证信干比对所有的用户都是相同的。虽然信号分集和功率控制减小了信号变化性,这些靠它们自身常常是不足以减小信干比变化性的。我们简要地讨论一下在时分多址和码分多址中减小干扰变化性的干扰分集。在时分多址网络中,可以使用许多技术来减少干扰源的变化性,并使信干比尽可能地接近它的平均值。基于信干比的小区到小区随机跳频和功率控制是常用的技术。在接收端使用多天线是另一种技术。如果干扰呈现出独立的空间选择性衰落,天线就成为干扰分集源。下面讨论一个简单的例子来证明干扰分集对单载波调制的作用。

假设对信号和干扰(单干扰源)都有频率平坦 Rayleigh 信道。SISO 信号模型由下式给出

$$y = \sqrt{E_{s,0}} h_0 s_0 + \sqrt{E_{s,1}} h_1 s_1 + n \quad (11.26)$$

接收端装配有 M_R 个天线,并由天线选择能力(见图 11.12),从 M_R 个天线中选出一个来。假设信号幅度在接收天线中是恒定的,并且干扰在天线中是变化的。假定所有接收天线有同样的信号幅度,有最小干扰功率的天线被选择来接收。图 11.13 画出了四种不同的情景:(a) $M_T = M_R = 1$,没有干扰(代之以噪声)——误符号率曲线符合标准 Rayleigh 曲线;(b) $M_T = M_R = 1$,只有干扰——误符号率曲线与 Rayleigh 曲线重合;(c) $M_T = M_R = 2$,只有干扰,接收选择,得到约 3dB 的增益;(d) $M_T = M_R = 4$,只有干扰,接收选择,得到约 5dB 的增益。

观察可得,虽然我们用了“干扰分集”的说法,曲线的斜率并没有随多天线而改变。以单独的信干比增益的形式,性能的改善是显著的。增加接收天线数量增加了干扰分集,改善了有效信干比。

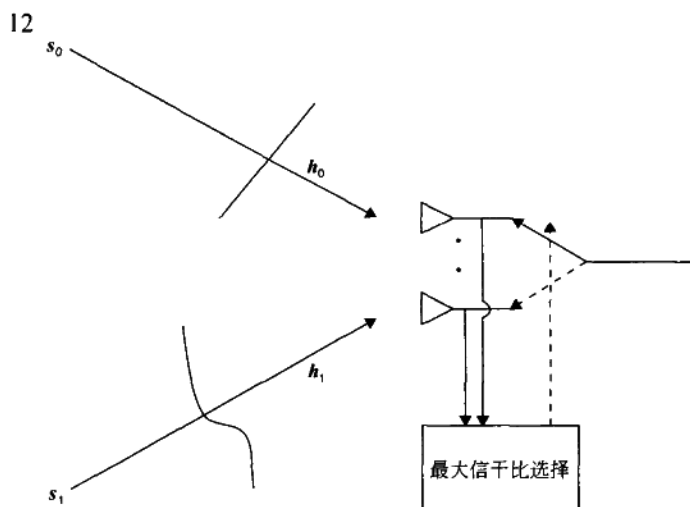


图 11.12 信号幅度在阵列中是恒定的。干扰幅度在阵列中有独立同分布(IID)衰落。

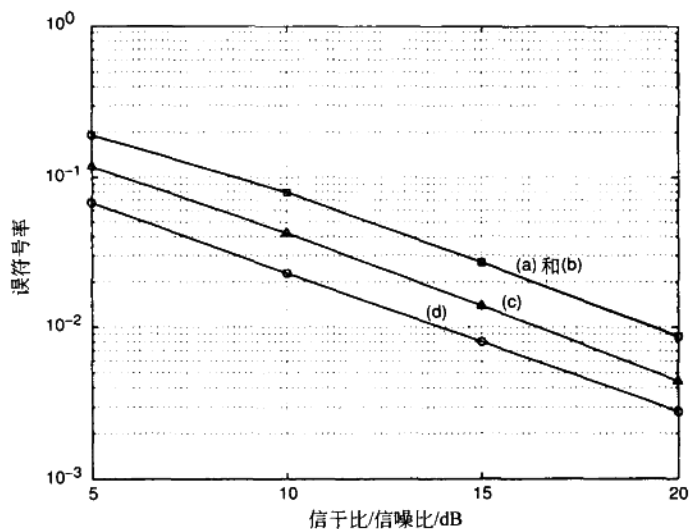


图 11.13 干扰分集通过接收天线选择提供信干比(SIR)增益: (a)没有干扰源; (b)一个干扰源,没有分集; (c)一个干扰源,用 $M_R=2$ 选择; (d)一个干扰源,用 $M_R=4$ 选择。

对信号也呈现出空间选择性衰落的假设也是实际的。这将产生信号分集增益(误符号率曲线斜率的增加),以及由于干扰分集造成的信干比增益。

以上的评价对码分多址也适用。然而,码分多址有一些固有的优势。在反向链接上,我们已经注意到有大量的干扰源(15~20个)。因此,这就提供了一个内含的平均效应并控制了干扰变化性。在前向链接上,干扰源是基站,发出一个导频信号和许多用户信号,各自有不同的功率水平。这也给出了一定程度的干扰平均。

12 MIMO 信道的性能限制和折衷

12.1 引言

前面的章节提起并讨论了不同的空时发送信号策略,并着重强调了改善错误率性能。本章中我们研究空时无线链接的性能限制,并研究当信道对发送端未知时,特定的发送和接收策略的性能折衷。考虑一个块衰落信道模型,其信道是来自于随机(衰落)分配的,但在整个被发送码字(包)上保持恒定。对于这样的信道,在误包率(PER)和断线容量之间建立了联系,并且以在衰落信道中研究误包率对发送信号速率对信噪比折衷开始。我们可以看到这是怎样导致了错误性能上的根本限制,并回答了在 MIMO 系统中产生的关于分集对空间复用折衷的问题。接下来研究了一些发送信号策略的频谱效率,比如正交空时块码和使用水平编码的空间复用,以及使用诸如最小均方误差或有序连续对消的接收机。最后根据本章中的性能标准来讨论系统设计中的实际问题。

12.2 衰落信道中的错误性能

首先我们讨论为什么当缺少信道即时信息时,发送端不能对块衰落信道中的任意非零发送信号速率实现零误包率性能。通过块衰落我们预示信道是随机的来自于一个给定的分布,然后在被发送码字的长度上对每个信道的使用保持恒定。要注意的是在衰落和非衰落信道的容量的概念之间有很大的差异。在非衰落(比如加性高斯白噪声)信道中,如果我们以等于或小于信道容量的速率发送信号(通过最优编码),那么就能保证无错传送。在块衰落 MIMO 信道中,回顾对于任何非零的发送信号速率,总有一个信道不能支持的有限概率,且 $x\%$ 的断线容量是信道可以以 $(100-x)\%$ 的概率支持的速率。如果使用非常大的块(包)和最优编码,误包率性能将会是双重的——如果信道支持这速率,包就总能被成功解码,反之则总是错误。因此,如果发送端不知道信道,误包率将等于发送信号速率(断线容量)的断线概率。可以根据对给定的平均信噪比算出信息速率的累积分布函数曲线来推断误包率。要注意的是误包率是码本的实际错误概率,是与第 6 章中讨论过的成对错误概率(PEP)不同的,PEP 是组成码的两个码字之间的错误概率。

12.3 发送信号速率对误包率对信噪比

现在研究发送信号速率对误包率对信噪比的基本限制,并研究这些参数之间的折衷。下面的例子将阐明这些。考虑一个 MIMO 信道, $\mathbf{H}=\mathbf{H}_w$, $M_T=M_R=2$, 以及发送端除了信噪比 ρ 以外不知道信道信息的情况。对此发送端的合理策略就是计算信息速率累积分布函数, 并为误包率(即断线概率)在期望的水平上选择发送信号速率。下面讨论这些参数(发送信号速率、误包率和信噪比)之间的两两关系。

图 12.1 是一个固定的平均信噪比, $\rho=10\text{dB}$ 的情况下, 误包率对速率的曲线。这是在第 4 章中我们熟悉的信息速率累积分布函数曲线。图 12.2 是对于一个固定的速率 6bps/Hz 的误包率对信噪比。要注意的是, 这条曲线意味着误包率不能为零, 它取决于平均信噪比, 非常像未编码(或次优编码)加性高斯白噪声信道中的误包率或误比特率。对于固定速率传送和在足够高信噪比时, 误包率曲线的斜率的大小表现为 M_TM_R [Zheng and Tse, 2001]。这表明了对于固定速率传送, 最优编码传送了完全的 M_TM_R 重数的空间分集。相比之下, 对于一个有 6bps/Hz 的发送信号速率的 SISO 加性高斯白噪声信道的误包率曲线是一条 $\rho=18\text{dB}$ 的垂直线, 也就是说, 当 $\rho<18\text{dB}$ 时如果我们试图在 SISO 加性高斯白噪声信道以上以 6bps/Hz 发送, 总会产生错误(假设渐近的块大小)。换句话说, 在 18dB 以下, 衰落信道有比加性高斯白噪声信道更好的误包率。

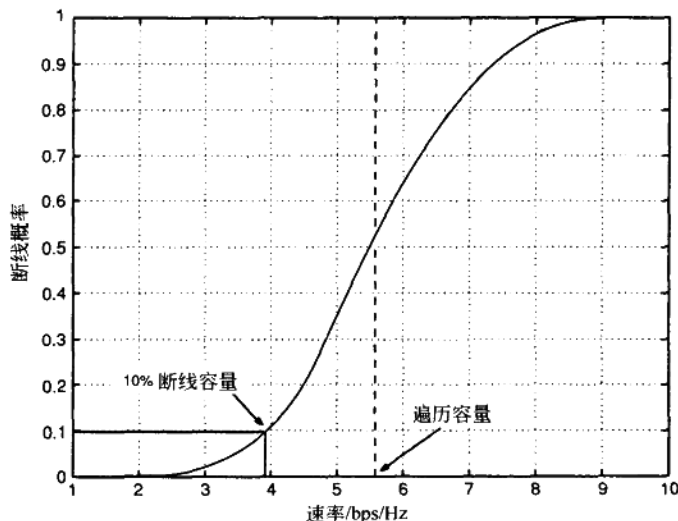


图 12.1 误包率(PER)(断线概率)对速率, $\text{SNR}=10\text{dB}$, $\mathbf{H}=\mathbf{H}_w$, $M_T=M_R=2$ 。

10%的误包率(PER)对应近似 3.9bps/Hz 的发送信号速率。

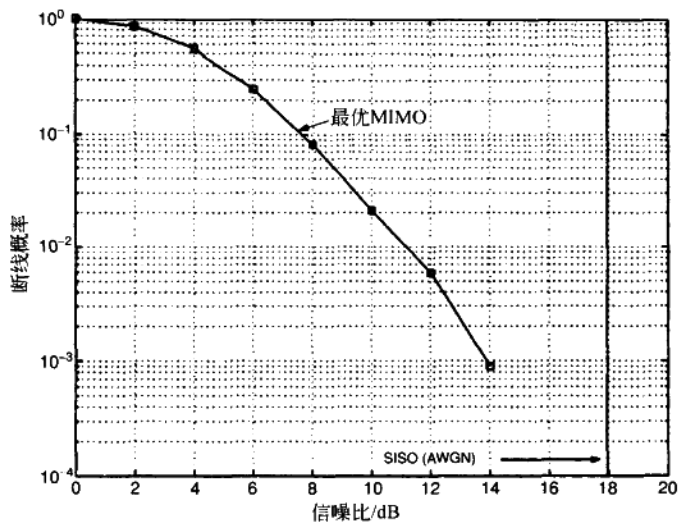


图 12.2 误包率(PER)(断线概率)对信噪比(SNR), 速率 = 6bps/Hz, $H = H_w$, $M_T = M_R = 2$ 。在高信噪比时我们得到四重分集。

图 12.3 是在固定的 10% 误包率的情况下断线容量对平均信噪比的曲线。注意到在高信噪比时, 信噪比每增长 3dB, 断线容量增长 $M_T = M_R = 2$ bps/Hz。断线容量对信噪比

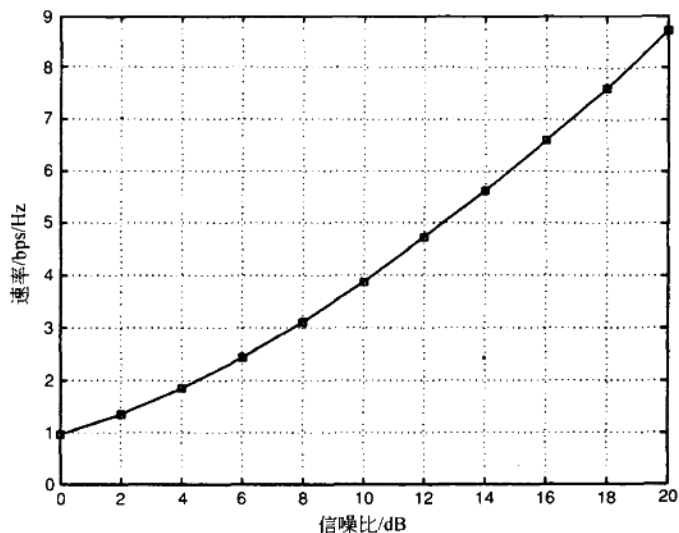


图 12.3 速率对信噪比(SNR), 误包率(PER) = 10%, $H = H_w$, $M_T = M_R = 2$ 。容量增长是线性的, 有二重分集。

曲线的斜率的大小近似为 $\min(M_R, M_T)$ 。这是信道提供的复用增益。我们可以得出结论, 有最优编码和固定误包率, 可以利用信噪比的增长来增加以 $\min(M_T, M_R)$ 斜率发送信号的速率。

图 12.4 画出了误包率对速率对平均信噪比的三维曲面。曲面代表衰落信道的基本限制, 假设有最优编码和足够大的块。一种最优编码策略达到了这个曲面。存在实际发送端和接收端, 这个曲面右面的区域是可达到区域。我们已经看到, 使用最优编码, 对于给定的传送速率, 我们可以以 $M_T M_R$ 的斜率(完全分集增益)用误包率换取信噪比, 相反地, 对于固定的错误率, 我们可以以 $\min(M_T, M_R)$ 的斜率(完全复用增益)用发送信号速率换取信噪比。我们将在本章的后面部分看到的次优编码策略, 不能实现相同的交换。

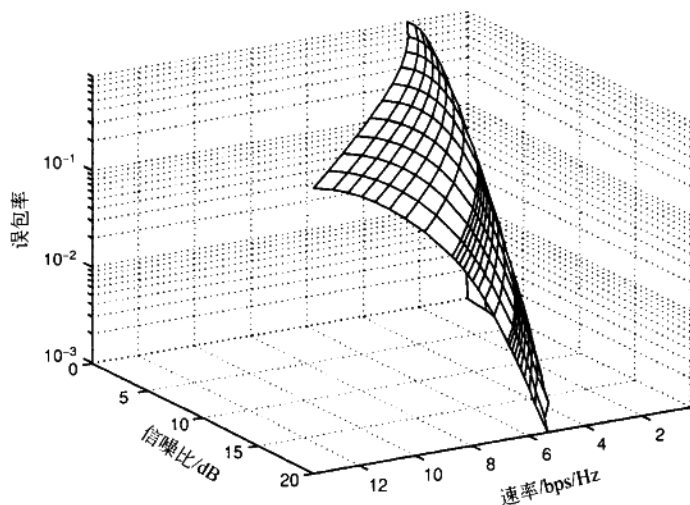


图 12.4 最优发送信号限制表面(误包率(PER)对速率对信噪比(SNR)), $M_T=2, M_R=2, H=H_w$ 。可达到的区域是表面的右边。

12.4 空时编码/接收技术的频谱效率

从先前的讨论已经明显看到, 第 6 章和第 7 章中分别讨论过的特殊空时编码或空时接收可能并不是最优的, 因为它们可能限制最大可达信息速率。现在我们讨论不同空时编码和接收端策略的最大可达信息速率(频谱效率^①)。要注意的是, 由于我们把信息速率用作

① 便于表达我们将继续误用术语, 有时把它当作“容量”。

一种量度,就暗示着限制的速率是通过最优信道编码来实现的。首先我们看到带有基于最小均方误差在接收端剥层的对角编码(分别参看第6章和第7章),也被认作对角贝尔实验室分层空时[Foschini and Gans, 1998],是一种最优的策略。

12.4.1 对角贝尔实验室分层空时码

对发送端未知的确定性信道的 MIMO 信道的容量是

$$C = \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \quad (12.1)$$

可以扩展为

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{h}_{M_T} \mathbf{h}_{M_T}^H + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}_{(M_T)} \mathbf{H}_{(M_T)}^H \right) \\ &= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}_{(M_T)} \mathbf{H}_{(M_T)}^H \right) \\ &\quad + \log_2 \det \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{h}_{M_T}^H \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}_{(M_T)} \mathbf{H}_{(M_T)}^H \right)^{-1} \mathbf{h}_{M_T} \right) \end{aligned} \quad (12.2)$$

其中 $\mathbf{H}_{(M_T)}$ 是除掉了第 M_T 个天线(列)的信道矩阵。重复这个过程,容量可以表示成 [Varanasi and Guess, 1997]

$$C = \sum_{i=1}^{M_T} \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{h}_i^H \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}_{(i)} \mathbf{H}_{(i)}^H \right)^{-1} \mathbf{h}_i \right) \quad (12.3)$$

其中 \mathbf{h}_i 是 \mathbf{H} 的第 i 列, $\mathbf{H}_{(i)}$ 是从 \mathbf{H} 除掉索引为 $i, i+1, \dots, M_T$ 列的矩阵($\mathbf{H}_{(i)}$ 是一个空矩阵)。

回忆起在第6和第7章中讨论过在对角贝尔实验室分层空时(D-BLAST)传送和接收中(见图6.10),由数个帧/时隙组成的每一层通过一个流旋转器在所有的 M_T 个发送天线上被发送。对应任一层的帧(假定先前的层已经被解码了)用一个最小均方误差接收端被一个接一个地提取出来。这些帧被重新合并成一个复合帧(对应着整个层),并被最优解码。

使用最小均方误差接收的第 i 个帧的信干噪比由下式给出

$$\frac{\rho}{M_T} \mathbf{h}_i^H \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}_{(i)} \mathbf{H}_{(i)}^H \right)^{-1} \mathbf{h}_i \quad (12.4)$$

这样与此帧相联的信息速率 C_i 由下式给出

$$C_i = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{h}_i^H \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H}_{(i)} \mathbf{H}_{(i)}^H \right)^{-1} \mathbf{h}_i \right) \quad (12.5)$$

此外,在帧之间的噪声是独立的,所以任意层/流(假设在帧之间编码)的信息速率是

$$C_{\text{layer}} = \frac{1}{M_T} \sum_{i=1}^{M_T} C_i \quad (12.6)$$

若有 M_T 个平行的这样的层,D-BLAST 的容量由下式给出

$$C_{\text{D-BLAST}} = \sum_{i=1}^{M_T} C_i = C \quad (12.7)$$

所以,在衰落信道中,D-BLAST 发送策略的容量的累积分布函数与信道的信息速率的累积分布函数匹配。换句话说,对于 D-BLAST 策略保证了时间的 $(100-x)\%$ 信息速率等于信道的 $x\%$ 的断线容量。

这里我们注意到“浪费的空时”(图 6.10 中的三角块)在这个讨论中已经被忽略了。如果不恰当选择帧大小,空时的浪费会非常显著。

12.4.2 正交空时块码

正交空时块码(OSTBC)是一种能保证完全 $(M_T M_R)$ 空间分集(参见第 6 章)的空时块码。已解码流的信噪比为 $(\rho/M_T) \| \mathbf{H} \|_F^2$ 。给定信道实现 \mathbf{H} 的容量是 [Hassibi and Hochwald, 2001; Papadakis and Foschini, 2002]

$$C_{\text{OSTBC}} = r_s \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \| \mathbf{H} \|_F^2 \right) \quad (12.8)$$

其中 r_s 是第 6 章中定义的空间码速率。现在速率损失就是很容易证明的了。MIMO 信道的容量可以替换被表示为

$$\begin{aligned} C &= \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_R} + \frac{\rho}{M_T} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \\ &= \log_2 \prod_{k=1}^r \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \lambda_k \right) \\ &= \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M_T} \| \mathbf{H} \|_F^2 + \frac{\rho^2}{M_T} (\dots) + \dots \right) \\ &\geq C_{\text{OSTBC}} \end{aligned} \quad (12.9)$$

其中 λ_k 是 $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 的特征值。式(12.9)是根据 $\lambda_k \geq 0, (k=1, 2, \dots, r)$ 和 $\sum_{k=1}^r \lambda_k = \text{Tr}(\mathbf{H} \mathbf{H}^H) = \| \mathbf{H} \|_F^2$ 得出的。

可以得出结论,使用正交空时块码的信道容量的累积分布函数特性比使用最优编码的要差。说它差的意思是指对于任何给定断线率由正交空时块码支持的传送速率比最优策略的要低。或者,对于给定传送速率在正交空时块码中的断线率比最优编码的要高。

12.4.3 空间复用的空时接收机

现在我们研究特定的接收机设计是怎样影响 MIMO 链接的容量(频谱效率)的,正如我们所看到空时编码策略是怎样影响容量的。我们关注的是次优的非最大似然接收机。根据第 7 章,我们知道次优接收端包括最小均方误差和有序连续对消接收机。对于这一节的剩

余部分,假设对每个流进行使用最优信道编码的水平编码。

对使用水平编码(HE)的空间复用(SM)的最小均方误差(MMSE)和有序连续对消(OSUC)

在最小均方误差接收机中, M_T 个流(包)首先被分离,然后被独立地解码。在有序连续对消接收机中,符号流以使用最小均方误差接收机和最优编码来顺序地一层层地分离。接下来在两种情况中, M_T 个解码的流都被重新组合成为一个单独的合成包。假设对使用最小均方误差或有序连续对消接收的第 k 个包的信干噪比用 η_k 表示。只有当具有最差信干噪比的包被正确解码时,合成包才能保证被正确解码。假定信道在发送端未知,系统的统计特性就是最差信干噪比的统计特性。系统的容量可以写成[Papadias and Foschini, 2002]

$$C_{\text{recv}} = M_T \log_2 (1 + \min(\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_{M_T}))$$

在图 12.5 和图 12.6 中对两种接收机的性能作出了比较,其中有序连续对消明显优于最小均方误差。合理解释如下。在较高信噪比时,有序连续对消中的最差流(相应地也是限制性能的那个流)往往是最先被编码的流。由于是有序处理(以最高的信干噪比选择流),最差流的信噪比统计特性是第一层上 M_T 个不同信干噪比中最大信干噪比的统计特性。另一方面,对于最小均方误差,最差流的统计特性是第一层上最小信干噪比的统计特性。特别是对于数量巨大的流(发送天线),这种性能差异可能会相当大,在图 12.5 中可以看出,性能差距在天线的数量上是超线性的。

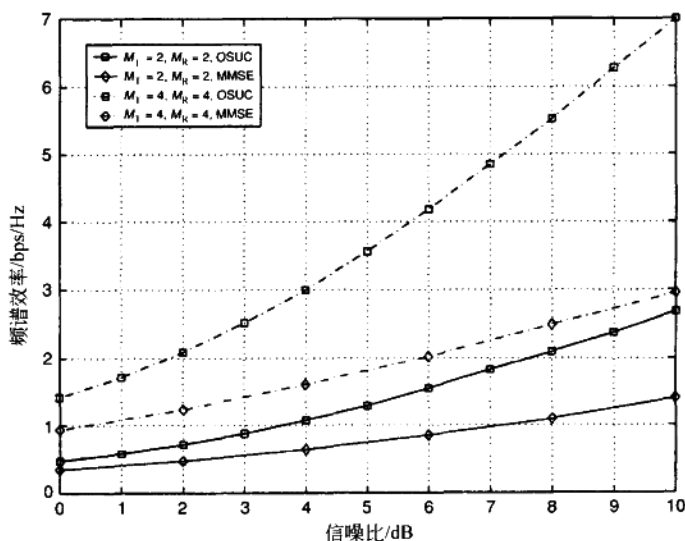


图 12.5 在 10% 断线率的频谱效率对使用水平编码的最小均方误差(MMSE)和有序连续对消(OSUC)的信噪比(SNR)。有序连续对消(OSUC)明显优于最小均方误差(MMSE)。

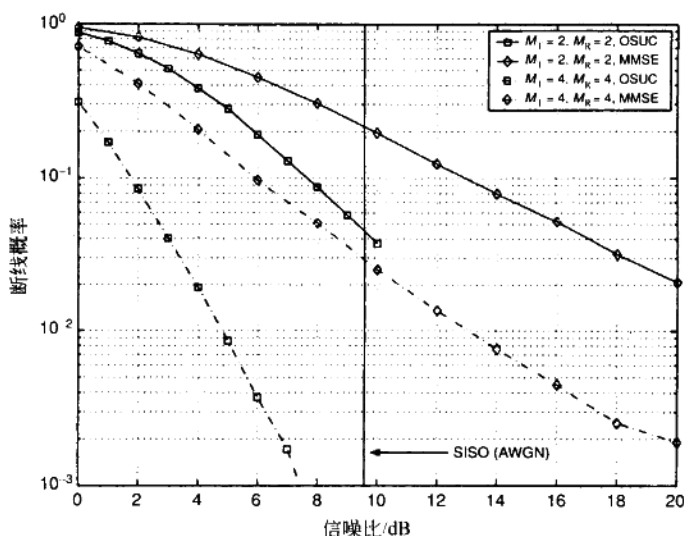


图 12.6 最小均方误差(MMSE)和有序连续对消(OSUC)的误包率(PER)对信噪比(SNR),速率=2bps/Hz。有序连续对消的斜率(分集)比最小均方误差的更高。

我们以一条警告结束这一节。接收机的性能特别受发送端使用的编码策略的影响。以上的推导是假设在空间复用-水平编码的情况下,即,被发送的流以相同的速率水平编码。但通常并不一定这样。比如,使用垂直编码/解码的较低和中等信噪比下的最小均方误差接收机容量就要高于使用水平编码的有序连续对消接收机的容量。更多细节请参阅[Gore *et al.*, 2002a]。若有某些信道状况的反馈信息就可能有更进一步的改进。

正交空时块码和空间复用-水平编码的速率对信噪比对误包率

现在我们考虑上述研究过的策略的性能限制:(a)使用最优外部编码和最大似然接收的正交空时块码;(b)使用最优水平编码和最小均方误差接收的空间复用。Alamouti 编码策略被用作正交空时块码。图 12.7 画出了这种策略的限制曲面。要注意,这些曲线位于图 12.4 的可达到的区域之内。

图 12.8 描绘了图 12.7 中当发送信号速率固定在 6bps/Hz 时的误包率对信噪比的截面图。还画出了理想曲线作为比较。注意,对空间复用的误包率曲线的斜率是 2,对 Alamouti 曲线的是 4。另外,对于较高的误包率(30%),空间复用要优于 Alamouti 编码。但是,由于 Alamouti 策略的斜率较高,在低误包率 1% 时情况就相反了。因此对于次优策略,分集对复用的问题是实际相关的,其答案取决于目标误包率。

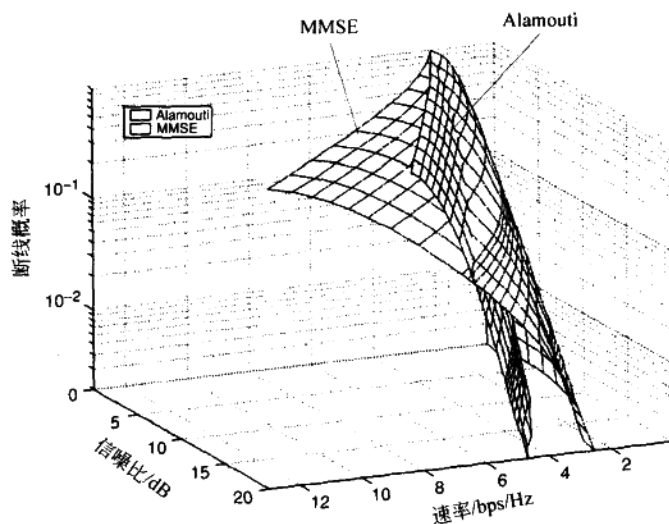


图 12.7 对 Alamouti 编码和使用最小均方误差接收机 ($M_T = M_R = 2, \mathbf{H} = \mathbf{H}_w$) 的空间复用-水平编码的发送信号限制曲面(误包率(PER)对速率对信噪比(SNR)), 曲面的交叉引起了分集对复用的问题。

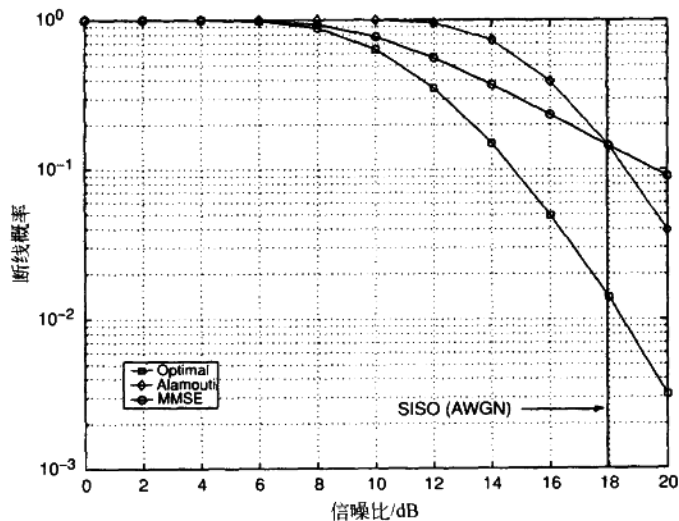


图 12.8 误包率(PER)对信噪比(SNR), 速率 = 6 bps/Hz, $M_T = 2, M_R = 2, \mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 。Alamouti 编码达到了四重分集(最优的)。使用最小均方误差接收的空间复用-水平编码有较低的斜率(分集)。

12.4.4 接收机比较：变化的 M_T/M_R

在之前的讨论中,如果使用空间复用,默认的假设为 $M_T \leq M_R$ (对于分集编码就不需要这个假设了)。本节研究 M_T/M_R 比率对使用水平编码的空间复用性能的影响,并且把不同接收端策略的频谱效率与信道容量进行了比较(参阅[Oyman *et al.*, 2002a])。图 12.9 画的是保证 90% 的可靠性的频谱效率对迫零和最小均方误差接收机变化的 M_T/M_R 的关系曲线,这些接收机的 $r_s = M_T$, $\mathbf{H} = \mathbf{H}_w$ 。注意到断线容量几乎随 M_T 线性地增长,直到达到 $M_T = M_R$,在这之后它随 M_T 呈对数增长。

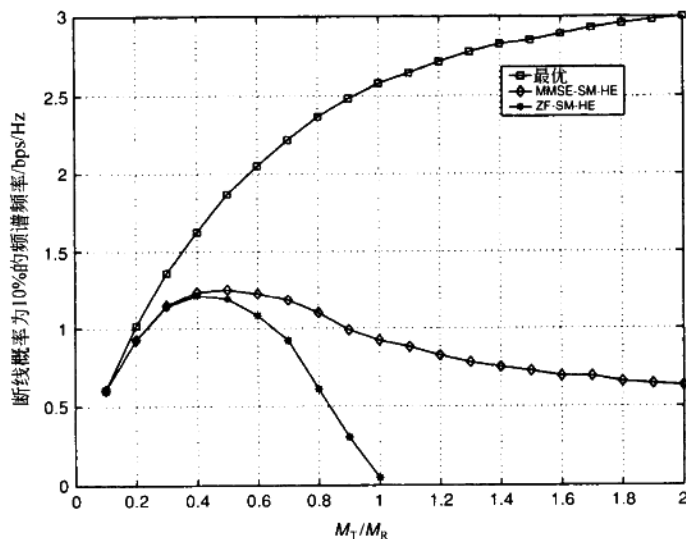


图 12.9 对于多种使用空间复用-水平编码的接收机,在 90% 可靠性的频谱效率对 M_T/M_R ($M_R = 10$)。最优曲线先线性增长,然后对数增长。

迫零接收机的容量表现出在 $M_T/M_R = 0.4$ 时达到最大值,其性能随增长的 M_T/M_R 快速下降。最小均方误差接收机容量在接近 $M_T/M_R = 0.5$ 时达到最大,在更高比率时平缓地下降。直到 $M_T/M_R = 0.2$,使用迫零和最小均方误差接收机的频谱效率与最优曲线都很接近。此后,这些接收机的性能就急剧下降。迫零接收机的性能走向可以通过考虑相互影响流的数量和各流的分集来理解。在低 M_T/M_R 比率时每个流的分集重数较高,尽管空间复用重数很低。在更高 M_T/M_R 时,即使空间复用重数较高,各流的分集重数也很低。要注意的是,这些曲线与在有可变用户负载的码分多址中产生的曲线有些类似[Verdu, 1998]。

12.5 系统设计

衰落信道的系统设计在根本上涉及到三个系统参数之间的权衡——误包率、速率和信噪比。由于允许实现多重空间速率策略, MIMO 信道中的空间维度极大地丰富了这个问题的。此外对于不同的目标参数, 一种策略可能会优于另一种。假定有多种选项可供选择, 对所有参数的从属性清楚可见的多种策略的性能比较将会是一种有用的设计方法。这一章中推导的构架就会是一个这样的工具。然而我们已经假设了最优信道编码。次优编码和有限块长会改变这里讨论的折衷, 极限曲线可能必须被重新解释为系统性能的下限。图 12.10 提供了在使用无外层编码或是次优外层编码时, 对系统性能的一些观察。我们假设有 $M_T = M_R = 2$ 的块衰落信道, 并在发送端未知信道信息。这三条曲线画出了对下列情况的在误包率(断线率)为 10% 时可达到的频谱密度(bps/Hz)对信噪比的关系曲线: (a) 最优信道编码; (b) 有最大似然接收机的 Alamouti 编码; (c) 有最小均方误差接收机的空间复用-水平编码。最优曲线性能比 Alamouti 策略好, Alamouti 策略比空间复用-水平编码性能好(在所画的信噪比区域)。注意, Alamouti 曲线有更小的速率对信噪比斜率, 而空间复用-水平编码有更好的斜率, 意味着在足够高信噪比时它将优于 Alamouti。

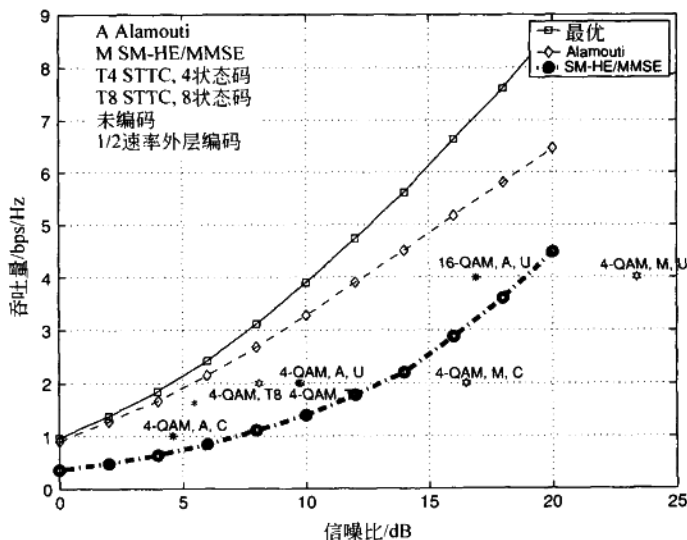


图 12.10 在 10% 的误包率(PER)时, 吞吐量对信噪比(SNR)。次优发送导致性能损失。

图 12.10 还描绘了当使用无外层编码或是次优外层编码时的采样性能点。假设每一块 100 个符号,以 10% 的目标误包率。可以观察到编码的(以速率 1/2 编码,硬解码)4-正交幅度调制/Alamouti 胜过只有 1bps/Hz 的未编码情况 6dB 增益。类似地,使用最小均方误差的速率 1/2 编码 4-正交幅度调制/空间复用-水平编码比未编码系统有 8dB 增益。我们还画出了四状态和八状态的空时格码性能(先前在第 6 章中陈述过)。八状态编码比四状态编码有信噪比优势。注意四状态空时格码的性能是接近 4-正交幅度调制 Alamouti 编码情况的。空时格码的结论是对于 130 个符号的块大小的。

显然,有大量的维数需要研究,包括不同的误包率集合点、信噪比区域、空时编码、接收机策略,等等。

12.6 关于容量的评价

MIMO 容量取决于天线/用户之间允许的协调程度(见图(12.11))。如果天线能协调编码和解码,就可得到在第 4 章中讨论过的标准 MIMO 信道。另一方面,如果在编码中可能实现协调而在解码中不能实现,我们得到第 10 章中讨论过的广播信道。如果在解码中可能实现协调而在编码中不能实现,我们得到的还是在第 10 章中讨论过的多址信道。如果协调的编码和解码都不允许,我们将得到在第 11 章中讨论过的干扰信道。

影响容量的因素包括:(a)发送端上可用的信道信息类型(精确的,统计的或无信息),在第 4 章和第 8 章中研究过了;(b)发送端的功率限制(总和功率或峰值功率),在第 8 章中

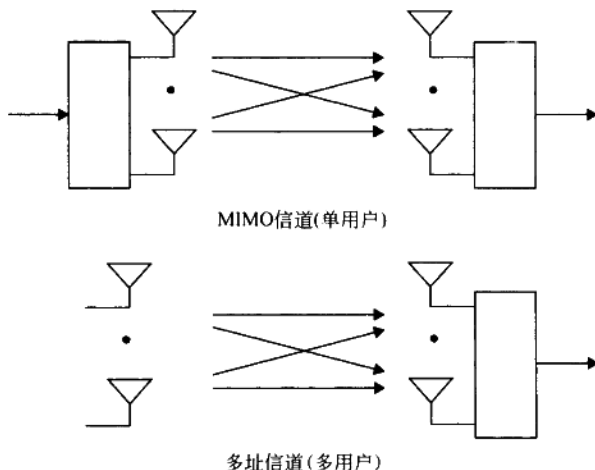


图 12.11 取决于发送端和接收端上天线之间的协调程度的 MIMO 信道分类。

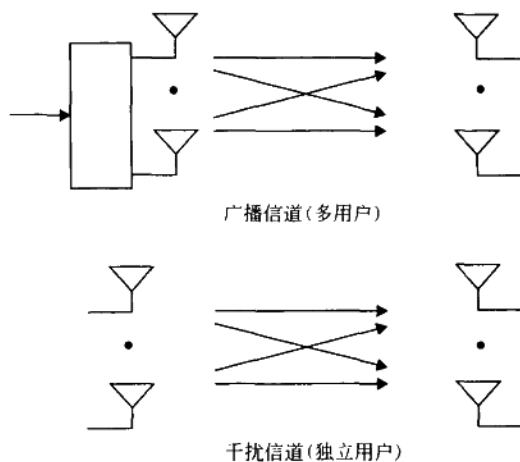


图 12.11 续

研究过了；(c)衰落信道；(d)协作或非协作功率协调。带着对容量概念的一些误用(严格地讲是频谱效率)，容量还取决于发送端上的特定编码(正交空时块码、空间复用-水平编码)，以及接收端上的解码策略(最大似然和有序连续对消)，这在本章前已经研究过了。

关于空时信道的容量还有大量未解决的问题。这些包括干扰信道、广播信道，以及关于在接收端/发送端上信道信息和功率约束的不同假定情况。

参考文献^①

- [Abdulrahman *et al.*, 1994] M. Abdulrahman, A. Sheikh and D. Falconer. Decision feedback equalization for CDMA in indoor wireless communications. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, **12**(4), 698–706, May 1994.
- [Abhayapala *et al.*, 1999] T. Abhayapala, R. Kennedy and R. Williamson. Isotropic noise modelling for nearfield array processing. *Proc. IEEE Workshop on App. of Sig. Proc. to Audio and Acoustics*, 11–14, New Paltz, NY, October 1999.
- [Adachi *et al.*, 1986] F. Adachi, M. Feeney, A. Williamson and J. Parsons. Crosscorrelation between the envelopes of 900 MHz signals received at a mobile radio base station. *Proc. IEE*, **133**(6), 506–512, October 1986.
- [Adachi *et al.*, 1998] F. Adachi, M. Sawahashi and H. Suda. Wideband ds-cdma for next-generation mobile communication systems. *IEEE Comm. Mag.*, **36**(9), 56–69, September 1998.
- [Agarwal *et al.*, 1998] D. Agarwal, V. Tarokh, A. Naguib and N. Seshadri. Space-time coded OFDM for high data rate wireless communication over wideband channels. *Proc. IEEE VTC*, **3**, 2232–2236, May 1998.
- [Al-Dhahir and Sayed, 2000] N. Al-Dhahir and A. Sayed. The finite-length multi-input multi-output MMSE DFE. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, **48**(10), 2921–2936, October 2000.
- [Al-Dhahir *et al.*, 2001] N. Al-Dhahir, A. Naguib and A. Calderbank. Finite-length MIMO decision feedback equalization for space-time block-coded signals over multipath-fading channels. *IEEE Trans. Veh. T.*, **50**(4), 1176–1182, July 2001.
- [Alamouti, 1998] S. Alamouti. A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, **16**(8), 1451–1458, October 1998.
- [Andersen, 2001] J. Andersen. Constraints and possibilities of adaptive antennas for wireless broadband, *Proc. International Conference on Antennas and Propagation, ICAP*, **1**, 220–225, Manchester, UK, April 2001.
- [Andrews *et al.*, 2001] M. Andrews, P. Mitra and R. Carvalho. Tripling the capacity of wireless communication using electromagnetic polarization. *Nature*, **409**, 316–318, January 2001.
- [Ariyavisitakul, 2000] S. Ariyavisitakul. Turbo space-time processing to improve wireless channel capacity. *IEEE Trans. Comm.*, **48**(1), 1347–1359, August 2000.
- [Ashikhmin *et al.*, 2002a] A. Ashikhmin, G. Kramer and S. ten Brink. Design of LDPC codes, multi-antenna modulation and detection. *IEEE Trans. Comm.*, Submitted.

^① The publisher has used its best endeavors to ensure URLs for external websites referred to in this book are correct and active at the time of going to press. However, the publisher has no responsibility for the websites and can make no guarantee that a site will remain live or that the content is or will remain appropriate.

- [Ashikhmin et al., 2002b] A. Ashikhmin, G. Kramer and S. ten Brink. Extrinsic information transfer functions: a model and two properties. *Proc. Conf. on Inf. Sciences and Systems, Princeton University, NJ*, March 2002.
- [Austin, 1967] M. Austin. Decision-feedback equalization for digital communication over dispersive channels. *MIT Lincoln Laboratory Tech. Report No. 437*, August 1967.
- [Bahl et al., 1974] L. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek and J. Raviv. Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate. *IEEE Trans. IT*, **20**, 284–287, March 1974.
- [Balaban and Salz, 1992] P. Balaban and J. Salz. Optimum diversity combining and equalization in digital data transmission with applications to cellular mobile radio – part ii: Numerical results. *IEEE Trans. Comm.*, **40**(5), 895–907, May 1992.
- [Baum, 2001] D. Baum. Simulating the SUI channel models. *IEEE 802.16 BWA working group*, November 2001.
- [Baum et al., 2000] D. Baum, D. Gore, R. Nabar, S. Panchanathan, K. Hari, V. Erceg and A. Paulraj. Measurement and characterization of broadband MIMO fixed wireless channels at 2.5 GHz. *Proc. IEEE ICPWC*, 203–206, Hyderabad, India, December 2000.
- [Bello, 1963] P. Bello. Characterization of randomly time-variant linear channels. *IEEE Trans. Comm. Syst.*, **11**, 360–393, 1963.
- [Benedetto et al., 1998] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi and E. Pollara. Serial concatenation of interleaved codes: performance analysis, design and iterative decoding. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **44**(3), 909–926, May 1998.
- [Berrou et al., 1993] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo-codes. *Proc. IEEE ICC*, 1064–1070, Geneva, Switzerland, May 1993.
- [Bertoni, 1999] H. Bertoni. *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1999.
- [Biglieri, 2002] E. Biglieri. Performance of space-time codes for a large number of antennas. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **48**(7), 1794–1803, July 2002.
- [Biglieri et al., 1991] E. Biglieri, D. Divsalar, P. McLane and M. Simon. *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*. Macmillan, New York, NY, 1991.
- [Biglieri et al., 1998] E. Biglieri, J. Proakis and S. Shamai. Fading channels: Information-theoretic and communications aspects. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **44**(6), 2619–2692, October 1998.
- [Blum and Winters, 2002] R. Blum and J. Winters. On optimum MIMO with antenna selection. *IEEE Comm. Letters*, **6**(8), 322–324, August 2002.
- [Blum et al., 2001] R. Blum, L. Geoffrey, J. Winters and Q. Yan. Improved space-time coding for MIMO-OFDM wireless communications. *IEEE Trans. Comm.*, **49**(11), 1873–1878, November 2001.
- [Bölcskei and Paulraj, 2000a] H. Bölcskei and A. Paulraj. Performance of space-time codes in the presence of spatial fading correlation. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, **1**, 687–693, Pacific Grove, CA, November 2000.
- [Bölcskei and Paulraj, 2000b] H. Bölcskei and A. Paulraj. Space-frequency coded broadband OFDM systems. *Proc. IEEE WCNC*, **1**, 1–6, Chicago, IL, September 2000.
- [Bölcskei et al., 2001] H. Bölcskei, A. Paulraj, K. Hari, R. Nabar and W. Lu. Fixed broadband wireless access: state of the art, challenges and future directions. *IEEE Comm. Mag.*, **39**(1), 100–108, January 2001.

- [Bölcskei *et al.*, 2002a] H. Bölcskei, D. Gesbert and A. Paulraj. On the capacity of OFDM based spatial multiplexing systems. *IEEE Trans. Comm.*, **50**(2), 225–234, February 2002.
- [Bölcskei *et al.*, 2002b] H. Bölcskei, R. Heath and A. Paulraj. Blind channel identification and equalization in OFDM based multiantenna systems. *IEEE Trans. Signal Proc.*, **50**(1), 96–109, January 2002.
- [Bouzekri and Miller, 2001] H. Bouzekri and S. Miller. Analytical tools for space-time codes over quasi-static fading channels. *Proc. IEEE GLOBECOM*, **2**, 1118–1121, November 2001.
- [Braun and Dersch, 1991] W. Braun and U. Dersch. A physical mobile radio channel model. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **40**(2), 472–482, May 1991.
- [Brigham, 1974] E. Brigham. *The Fast Fourier Transform*. Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1974.
- [Brutel and Boutros, 1999] C. Brutel and J. Boutros. Euclidean space lattice decoding for joint detection in CDMA systems. *Proc. IEEE Inf. Theory and Comm. Workshop*, 129, 1999.
- [Caire and Shamai, 2000] G. Caire and S. Shamai. On achievable rates in a multi-antenna broadcast downlink. *Proc. Allerton Conf. on Communication, Control and Computing*, Monticello, IL, October 2000.
- [Capon *et al.*, 1967] J. Capon, R. Greenfield and R. Kolker. Multidimensional maximum likelihood processing of a large aperture seismic array. *Proc. IEEE*, **55**(2), 192–211, February 1967.
- [Chen and Mitra, 2001] W. Chen and U. Mitra. An improved blind adaptive MMSE receiver for fast fading DS-CDMA channels. *IEEE Trans. Comm.*, **19**(8), 1531–1543, August 2001.
- [Chizhik *et al.*, 2000] D. Chizhik, G. Foschini and R. Valenzuela. Capacities of multi-element transmit and receive antennas: Correlations and keyholes. *Electronic Letters*, **36**(22), 1099–1100, June 2000.
- [Chizhik *et al.*, 2002] D. Chizhik, G. Foschini, M. Gans and R. Valenzuela. Keyholes, correlations, and capacities of multielement transmit and receive antennas. *IEEE Trans. Wireless Comm.*, **1**(2), 361–368, April 2002.
- [Chuah *et al.*, 1998] C. Chuah, J. Kahn and D. Tse. Capacity of multi-antenna array systems in indoor wireless environment. *Proc. IEEE GLOBECOM*, **4**, 1894–1899, Sydney, Australia, November 1998.
- [Chuah *et al.*, 2002] C. Chuah, D. Tse, J. Kahn and R. Valenzuela. Capacity scaling in MIMO wireless systems under correlated fading. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **48**(3), 637–650, March 2002.
- [Cimini and Sollenberger, 1999] L. Cimini and N. Sollenberger. Peak-to-average power ratio reduction of an OFDM signal using partial transmit sequences. *Proc. IEEE ICC*, **1**, 511–515, Vancouver, Canada, June 1999.
- [Cioffi, 2002] J. Cioffi. *Class Reader for EE379a – Digital Communication: Signal Processing*. Stanford University, Stanford, CA. Available online at <http://www.stanford.edu/class/ee379a>, 2002.
- [Cioffi and Forney, 1997] J. Cioffi and G. D. Forney. Generalized decision-feedback equalization for packet transmission with ISI and Gaussian noise: in *Communication, Computation, Control and Signal Processing*. Kluwer, Boston, MA, 1997. Edited by A. Paulraj, V. Roychowdhury and C. Schaper.
- [Cooley and Tukey, 1965] J. Cooley and J. Tukey. An algorithm for the machine calculation of the complex Fourier series. *Math. Comp.*, **19**, 297–301, 1965.
- [COST 231 TD(973) 119-REV 2 (WG2), 1991] COST 231 TD(973) 119-REV 2 (WG2). Urban transmission loss models for mobile radio in the 900- and 1,800-MHz bands. September 1991.
- [Costa, 1983] M. Costa. Writing on dirty paper. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **29**(3), 439–441, May 1983.

- [Courant and Robbins, 1996] R. Courant and H. Robbins. *What is Mathematics? An Elementary Approach to Ideas and Methods*. Oxford University Press, Oxford, England, 2nd edition, 1996.
- [Cover, 1972] T. Cover. Broadcast channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 18(1), 2–14, January 1972.
- [Cover, 1998] T. Cover. Comments on broadcast channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 44(6), 2524–2530, October 1998.
- [Cover and Thomas, 1991] T. Cover and J. Thomas. *Elements of Information Theory*. Wiley, New York, 1991.
- [Damen et al., 2000] O. Damen, A. Chkeif and J. Belfiore. Lattice code decoder for space-time codes. *IEEE Comm. Letters*, 4(5), 161–163, May 2000.
- [Demmel, 1988] J. Demmel. The probability that a numerical analysis problem is difficult. *Math. Comp.*, 50(182), 449–480, April 1988.
- [Ding and Li, 1994] Z. Ding and Y. Li. On channel identification based on second-order cyclic spectra. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 42(5), 1260–1264, May 1994.
- [Dixon, 1994] R. C. Dixon. *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*. Wiley, New York, 3rd edition, 1994.
- [Durgin, 2000] G. Durgin. Theory of stochastic local area channel modeling for wireless communications. PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, December 2000.
- [Edelman, 1989] A. Edelman. Eigenvalue and condition numbers of random matrices. PhD thesis, MIT, May 1989.
- [El Gamal and Hammons, 2001] H. El Gamal and R. Hammons. A new approach to layered space-time coding and signal processing. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 47(6), 2321–2334, September 2001.
- [Eggers et al., 1993] P. Eggers, J. Tøftgård and A. Oprea. Antenna systems for base station diversity in urban small and micro cells. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 11(7), 1046–1057, September 1993.
- [Eng et al., 1996] T. Eng, N. Kong and L. Milstein. Comparison of diversity combining techniques for Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. Comm.*, 44(9), 1117–1129, September 1996.
- [Erceg et al., 1992] V. Erceg, S. Ghassemzadeh, M. Taylor, D. Li and D. Schilling. Urban/suburban out-of-sight propagation modeling. *IEEE Comm. Mag.*, 30(6), 56–61, June 1992.
- [Erceg et al., 1997] V. Erceg, S. Fortune, J. Ling, A. Rustako and R. Valenzuela. Comparison of the WISE propagation tool prediction with experimental data collected in urban microcellular environments. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 15(4), 677–684, May 1997.
- [Erceg et al., 1999a] V. Erceg, L. Greenstein, S. Tjandra, S. Parkoff, A. Gupta, B. Kulic, A. Julius and R. Bianchi. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 17(7), 1205–1211, July 1999.
- [Erceg et al., 1999b] V. Erceg, D. Michelson, S. Ghassemzadeh, L. Greenstein, A. Rustako, P. Guerlain, M. Dennison, R. Roman, D. Barnickel, S. Wang and R. Miller. A model for the multipath delay profile of fixed wireless channels. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 17(3), 399–410, March 1999.
- [Erceg et al., 2002] V. Erceg, P. Soma, D. Baum and A. Paulraj. Capacity obtained from multiple-input multiple-output channel measurements in fixed wireless environments at 2.5 GHz. *Proc. IEEE ICC*, 1, 396–400, New York, NY, April/May 2002.
- [Erez et al., 2000] U. Erez, S. Shamai and R. Zamir. Capacity and lattice strategies for cancelling known interference. *Proc. Int. Symp. on Inf. Theory and its Applications*, Honolulu, HI, November 2000.
- [Ertel et al., 1998] R. Ertel, P. Cardieri, K. Sowerby, T. Rappaport and J. Reed. Overview of spatial

- channel models for antenna array communication systems. *IEEE Personal Comm.*, 5(1), 10–22, February 1998.
- [Esmailzadeh and Nakagawa, 1993] R. Esmailzadeh and M. Nakagawa. Prerake diversity combination for direct sequence spread spectrum mobile communication systems. *IEICE Trans. Comm.*, E76-B(8), 1008–1015, August 1993.
- [Farsakh and Nossek, 1995] C. Farsakh and J. Nossek. Channel allocation and downlink beamforming in an SDMA mobile radio system. *Proc. IEEE Int. Symp. on PIMRC*, 2, 687–691, Toronto, Canada, September 1995.
- [Feher, 1995] K. Feher. *Wireless Digital Communications*. Feher/Prentice Hall Digital and Personal Wireless Communication Series, Upper Saddle River, NJ, 1995.
- [Feng and Leung, 2001] X. Feng and C. Leung. A new optimal transmit and receive diversity scheme. *Proc. IEEE PACRIM*, 2, 538–541, Victoria, Canada, August 2001.
- [Fincke and Pohst, 1985] U. Fincke and M. Pohst. Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis. *Mathematics of Computation*, 44, 463–471, April 1985.
- [Fitz et al., 1999] M. Fitz, J. Grimm and S. Siwamogsatham. A new view of performance analysis techniques in correlated Rayleigh fading. *Proc. IEEE WCNC*, 1, 139–144, New Orleans, LA, September 1999.
- [Forney, 1972] G. D. Forney. Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference. *IEEE Trans. Inf. Theory*, IT-18, 363–378, May 1972.
- [Foschini, 1996] G. Foschini. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas. *Bell Labs Tech. J.*, 41–59, 1996.
- [Foschini and Gans, 1998] G. Foschini and M. Gans. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Pers. Comm.*, 6(3), 311–335, March 1998.
- [Freedman et al., 2001] A. Freedman, A. Sadri, A. Sarajedini, D. Trinkwon, E. Verbin, O. Kelman and J. Shen. Channel models for 30 km and 50 km range. *IEEE 802.16 BWA Working Group*, June 2001.
- [Ganesan and Stoica, 2001] G. Ganesan and P. Stoica. Space-time block codes: a maximum SNR approach. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 47(4), 1650–1656, May 2001.
- [Gauthier et al., 2000] E. Gauthier, A. Yongacoglu and J. Y. Chouinard. Capacity of multiple antenna systems in Rayleigh fading channels. *Canadian J. Electr. Comp. Eng.*, 25(3), 105–108, July 2000.
- [Gerlach, 1995] D. Gerlach. Adaptive transmitting antenna arrays at the base station in mobile radio networks. PhD dissertation, Department of Electrical Engineering, Stanford University, 1995.
- [Gerlach and Paulraj, 1996] D. Gerlach and A. Paulraj. Base station transmitting arrays for multipath environments. *Signal Processing* (Elsevier Science), 54, 59–73, 1996.
- [Gesbert et al., 2000] D. Gesbert, H. Bölcskei, D. Gore and A. Paulraj. MIMO wireless channels: capacity and performance prediction. *Proc. IEEE GLOBECOM*, 2, 1083–1088, San Francisco, CA, November/December 2000.
- [Giannakis et al., 2000] G. Giannakis, P. Stoica and Y. Hua, editors. *Signal Processing Advances in Wireless and Mobile Communications*, Volume 2: Trends in Single- and Multi-User Systems. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2000.

- [Ginis and Cioffi, 2000] G. Ginis and J. Cioffi. A multi-user precoding scheme achieving crosstalk cancellation with application to DSL systems. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 2, 1627–1631, Pacific Grove, CA, October/November 2000.
- [Ginis and Cioffi, 2001] G. Ginis and J. Cioffi. On the relation between V-BLAST and the GDFE. *IEEE Comm. Letters*, 5(9), 364–366, September 2001.
- [Godavarti et al., 2001a] M. Godavarti, A. Hero and T. Marzetta. Min-capacity of a multiple antenna wireless channel in a static Rician fading environment. *Proc. IEEE ISIT*, 57, Washington, DC, June 2001.
- [Godavarti et al., 2001b] M. Godavarti, T. Marzetta and S. Shamai. Capacity of a mobile multiple-antenna wireless link with isotropically random Rician fading. *Proc. IEEE ISIT*, 323, Washington, DC, June 2001.
- [Gold, 1967] R. Gold. Optimum binary sequences for spread spectrum multiplexing. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 14, 154–156, 1967.
- [Golden et al., 1999] G. Golden, G. Foschini, R. Valenzuela and P. Wolniansky. Detection algorithm and initial laboratory results using V-BLAST space-time communication architecture. *Electron. Lett.*, 35(1), 14–16, January 1999.
- [Golub and Van Loan, 1989] G. Golub and C. Van Loan. *Matrix Computations*. Johns Hopkins University Press, Baltimore, 2nd edition, 1989.
- [Gong and Letaief, 2000] Y. Gong and K. Letaief. Performance evaluation and analysis of space-time coding in unequalized multipath fading links. *IEEE Trans. Comm.*, 48(11), 1778–1782, November 2000.
- [Gore and Paulraj, 2001] D. Gore and A. Paulraj. Space-time block coding with optimal antenna selection. *Proc. IEEE ICASSP*, 4, 2441–2444, Salt Lake City, May 2001.
- [Gore and Paulraj, 2002] D. Gore and A. Paulraj. MIMO antenna sub-set selection for space-time coding. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 50(10), 2580–2588, October 2002.
- [Gore et al., 2002a] D. Gore, A. Gorokhov and A. Paulraj. Joint MMSE vs V-BLAST and receive selection. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, November 2002.
- [Gore et al., 2002b] D. Gore, R. Heath and A. Paulraj. On performance of the zero forcing receiver in presence of transmit correlation. *Proc. IEEE ISIT*, 159, Lausanne, Switzerland, July 2002.
- [Gore et al., 2002c] D. Gore, S. Sandhu and A. Paulraj. Delay diversity codes for frequency selective channels. *Proc. IEEE ICC*, 3, 1949–1953, New York, NY, April/May 2002.
- [Gorokhov, 2000] A. Gorokhov. Capacity of multi-antenna Rayleigh channel with a limited transmit diversity. *Proc. IEEE ISIT*, 411, Sorrento, Italy, June 2000.
- [Gorokhov, 2001] A. Gorokhov. Outage error probability for space-time codes over Rayleigh fading. *Proc. IEEE ISIT*, 242, Washington, DC, June 2001.
- [Gorokhov, 2002] A. Gorokhov. Antenna selection algorithms for MEA transmission systems. *Proc. IEEE ICASSP*, 3, 2857–2860, Orlando, FL, May 2002.
- [Grant, 2002] A. Grant. Rayleigh fading multiple-antenna channels. *EURASIP J. Appl. Signal Processing*, 2002(3), 316–329, March 2002.
- [Gray, 2001] R. Gray. *Toeplitz and Circulant Matrices: A Review*. Available online at <http://www.isl.stanford.edu/~gray/toeplitz.pdf>, 2001.
- [Gray and Goodman, 1995] R. Gray and J. Goodman. *Fourier Transforms*. Kluwer, Norwell, MA, 1995.
- [Guey et al., 1996] J. Guey, M. Fitz, M. Bell and W. Kuo. Signal design for transmitter diversity

- wireless communication systems over Rayleigh fading channels. *Proc. IEEE VTC*, 1, 136–140, Atlanta, GA, 1996.
- [Hammons and El Gamal, 2000] R. Hammons and H. El Gamal. On the theory of space-time codes for psk modulation. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 46(2), 524–542, March 2000.
- [Hanly and Tse, 1998] S. Hanly and D. Tse. Multiaccess fading channels. I. Polymatroid structure, optimal resource allocation and throughput capacities. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 44(7), 2796–2815, November 1998.
- [Harashima and Miyakawa, 1972] H. Harashima and H. Miyakawa. Matched-transmission technique for channels with intersymbol interference. *IEEE Trans. Comm.*, COM-20(4), 774–780, August 1972.
- [Hassibi, 1999] B. Hassibi. An efficient square-root algorithm for BLAST. Technical report, Bell Labs, 1999. Available online at <http://cm.bell-labs.com/who/hochwald/papers/squareroot/>.
- [Hassibi, 2000] B. Hassibi. A fast square-root implementation for BLAST. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 2, 1255–1259, November 2000.
- [Hassibi and Hochwald, 2000] B. Hassibi and B. Hochwald. Optimal training in space-time systems. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 1, 743–747, Pacific Grove, CA, October/November 2000.
- [Hassibi and Hochwald, 2001] B. Hassibi and B. Hochwald. High-rate codes that are linear in space and time. *IEEE Trans. Inf. Theory*, April 2001. Submitted.
- [Hassibi and Marzetta, 2002] B. Hassibi and T. Marzetta. Multiple antennas and isotropically random unitary inputs: The received signal density in closed form. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 48(6), 1473–1484, June 2002.
- [Hassibi and Vikalo, 2001] B. Hassibi and H. Vikalo. On the expected complexity of sphere decoding. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 2, 1051–1055, Pacific Grove, CA, 2001.
- [Hata and Nagatsu, 1980] M. Hata and T. Nagatsu. Mobile location using signal strength measurements in cellular systems. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 29(2), 245–251, June 1980.
- [Heath and Paulraj, 1999] R. Heath and A. Paulraj. Transmit diversity using decision directed antenna hopping. *Proc. Comm. Theory Mini-Conference*, 141–145, Vancouver, Canada, June 1999.
- [Heath and Paulraj, 2001a] R. Heath and A. Paulraj. Antenna selection for spatial multiplexing systems based on minimum error rate. *Proc. IEEE ICC*, 7, 2276–2280, Helsinki, Finland, June 2001.
- [Heath and Paulraj, 2001b] R. Heath and A. Paulraj. Switching between multiplexing and diversity in MIMO communication links. *IEEE Trans. Comm.*, 2001. Submitted.
- [Heath and Paulraj, 2002] R. Heath and A. Paulraj. Linear dispersion codes for MIMO systems based on frame theory. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 50(10), 2429–2441, October 2002.
- [Heath et al., 2001] R. Heath, H. Bölcskei and A. Paulraj. Space-time signaling and frame theory. *Proc. IEEE ICASSP*, 4, 2445–2448, Salt Lake City, UT, May 2001.
- [Hiroike et al., 1992] A. Hiroike, F. Adachi and N. Nakajima. Combined effects of phase sweeping transmitter diversity and channel coding. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 41(2), 170–176, May 1992.
- [Hochwald and ten Brink, 2001] B. Hochwald and S. ten Brink. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel. *IEEE Trans. Comm.*, 2001, Submitted.
- [Hochwald et al., 2001] B. Hochwald, T. Marzetta and C. Papadias. A transmitter diversity scheme for wideband CDMA systems based on space-time spreading. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 19(1), 48–60, January 2001.

- [Huaiyu and Poor, 2001] D. Huaiyu and H. V. Poor. Sample-by-sample adaptive space-time processing for multiuser detection in multipath cdma systems. *Proc. IEEE VTC*, 3, 1814–1818, Atlantic City, NJ, October 2001.
- [Huang et al., 1999] H. Huang, H. Viswanathan and G. Foschini. Achieving high data rates in cdma systems using blast techniques. *Proc. IEEE GLOBECOM*, 5, 2316–2320, Rio de Janeiro, Brazil, December 1999.
- [Huang et al., 2002] H. Huang, H. Viswanathan and G. Foschini. Multiple antennas in cellular CDMA systems: transmission, detection, and spectral efficiency. *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 1(3), 383–392, July 2002.
- [Hwang et al., 2002] J. Hwang, C. Chen and M. Tsai. Design and analytical error performance of MMSE-DFE receiver with spatial diversity. *Proc. IEEE SPWAC*, 13–16, Taiwan, China, March 2002.
- [Jafar et al., 2001] S. Jafar, S. Vishwanath and A. Goldsmith. Channel capacity and beamforming for multiple transmit and multiple receive antennas with covariance feedback. *Proc. IEEE ICC*, 7, 2266–2270, Helsinki, Finland, 2001.
- [Jafarkhani, 2001] H. Jafarkhani. A quasi-orthogonal space-time block code. *IEEE Trans. Comm.*, 49, 1–4, January 2001.
- [Jakes, 1974] W. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. Wiley, New York, NY, 1974.
- [Jindal et al., 2001] N. Jindal, S. Vishwanath and A. Goldsmith. On the duality of multiple-access and broadcast channels. *Proc. Allerton Conf. on Communication, Control and Computing*, Monticello, IL, October 2001.
- [Jöngren et al., 2002] G. Jöngren, M. Skoglund and B. Ottersten. Combining beamforming with orthogonal space-time block coding. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 48(3), 611–627, March 2002.
- [Jorswieck and Boche, 2002] E. Jorswieck and H. Boche. On the optimality-range of beamforming for MIMO systems with covariance feedback. *Proc. Conf. on Information Sciences and Systems*, Princeton University, March 2002.
- [Kannan, 1983] R. Kannan. Improved algorithms on integer programming and related lattice problems. *Proc. ACM Symp. on Theory of Comp.*, 193–206, Boston, MA, April 1983.
- [Kapoor et al., 1999] S. Kapoor, D. Marchok and Y. Huang. Adaptive interference suppression in multiuser wireless OFDM systems using antenna arrays. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 47(12), 3381–3391, December 1999.
- [Kasami, 1966] T. Kasami. Weight distribution formula for some class of cyclic codes. Tech. Rep. R-285, Coordinated Science Laboratory, University of Illinois, Urbana, IL, April 1966.
- [Kermoal et al., 2000] J. Kermoal, L. Schumacher, P. Mogensen and K. Pedersen. Experimental investigation of correlation properties of MIMO radio channels for indoor picocell scenarios. *Proc. IEEE VTC*, 1, 14–21, Boston, MA, September 2000.
- [Kim and Bhargava, 2002] D. Kim and V. Bhargava. Combined multidimensional signaling and transmit diversity for high-rate wide-band CDMA. *IEEE Trans. Comm.*, 50(2), 262–275, February 2002.
- [Kim et al., 1998] J. Kim, L. Cimini and J. Chuang. Coding strategies for OFDM with antenna diversity high-bit-rate mobile data applications. *Proc. IEEE VTC*, 2, 763–767, Ottawa, Canada, May 1998.
- [Krenz and Wesolowski, 1997] R. Krenz and K. Wesolowski. Comparative study of space-diversity techniques for MLSE receivers in mobile radio. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 46(3), 653–663, August 1997.

- [Kuo and Fitz, 1997] W. Kuo and M. Fitz. Design and analysis of transmitter diversity using intentional frequency offset for wireless communications. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **46**(5), 871–881, November 1997.
- [Kyritsi, 2002] P. Kyritsi. Capacity of multiple input-multiple output wireless systems in an indoor environment. PhD thesis, Stanford University, January 2002.
- [Lang et al., 1999] L. Lang, L. Cimini and J. Chuang. Turbo codes for OFDM with antenna diversity. *Proc. IEEE VTC*, **2**, 1664–1668, Houston, TX, May 1999.
- [Larsson, 2001] E. Larsson. Ubiquitous signal processing: Applications to communications, spectral analysis and array processing. PhD thesis, Uppsala University, Uppsala, Sweden, 2001.
- [Larsson et al., 2001] E. Larsson, P. Stoica and J. Li. Space-time block codes: MIMO detection for unknown channels and unstructured interference. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, **2**, 916–920, Pacific Grove, CA, November 2001.
- [Larsson et al., 2002] E. Larsson, P. Stoica, E. Lindskog and J. Li. Space-time block coding for frequency-selective channels. *Proc. IEEE ICASSP*, **3**, 2405–2408, Orlando, FL, May 2002.
- [Lee, 1982] W. C. Y. Lee. *Mobile Communications Engineering*. McGraw-Hill, New York, 1982.
- [Lee, 1995] W. Lee. *Mobile Cellular Telecommunications: Analog and Digital Systems*. McGraw-Hill Professional, 2nd edition, February 1995.
- [Lee and Messerschmitt, 1993] E. Lee and D. Messerschmitt. *Digital Communications*. Kluwer, Norwell, MA, 2nd edition, 1993.
- [Lempinen and Laiho-Steffens, 1999] J. Lempinen and J. Laiho-Steffens. The performance of polarization diversity schemes at a base station in small/micro cells at 1800 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **47**(3), 1087–1092, August 1999.
- [Leon-Garcia, 1994] A. Leon-Garcia. *Probability and Random Processes for Electrical Engineering*. Addison Wesley, New York, NY, 2nd edition, 1994.
- [Li and Sollenberger, 1999] Y. Li and N. Sollenberger. Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference. *IEEE Trans. Comm.*, **47**(2), 217–229, February 1999.
- [Li et al., 1999] Y. Li, J. Chuang and N. Sollenberger. Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, **17**(7), 1233–1243, July 1999.
- [Li et al., 2000] X. Li, H. Huang, G. Foschini and R. Valenzuela. Effects of iterative detection and decoding on the performance of BLAST. *Proc. IEEE GLOBECOM*, **2**, 1061–1066, San Francisco, CA, November 2000.
- [Li et al., 2001] J. Li, K. Letaief, R. Cheng and Z. Cao. Co-channel interference cancellation for space-time coded OFDM systems. *Proc. IEEE ICC*, **6**, 1638–1642, Helsinki, Finland, June 2001.
- [Liang, 1998] J. Liang. Interference reduction and equalization with space-time processing in TDMA cellular networks. PhD thesis, Stanford University, Stanford, CA, June 1998.
- [Liang and Paulraj, 1996] J. Liang and A. Paulraj. Two stage CCI/ISI reduction with space-time processing in TDMA cellular networks. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, **1**, 607–611, Pacific Grove, CA, November 1996.
- [Liberti and Rappaport, 1999] J. Liberti and T. Rappaport. *Smart Antennas for Wireless Communications*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, April 1999.
- [Lin et al., 2000] L. Lin, L. Cimini and J. Chuang. Comparison of convolutional and turbo codes for OFDM with antenna diversity in high-bit-rate wireless applications. *IEEE Comm. Letters*, **4**(9),

- 277–279, September 2000.
- [Lindskog, 1997] E. Lindskog. Multi-channel maximum likelihood sequence estimation. *Proc. IEEE VTC*, 2, 715–719, Phoenix, AZ, May 1997.
- [Lindskog, 1999] E. Lindskog. Space-time processing and equalization for wireless communications. PhD thesis, Uppsala University, 1999.
- [Lindskog and Paulraj, 2000] E. Lindskog and A. Paulraj. A transmit diversity scheme for channels with intersymbol interference. *Proc. IEEE ICC*, 1, 307–311, New Orleans, LA, 2000.
- [Liu *et al.*, 2000] Y. Liu, M. Fitz and O. Takeshita. QPSK space-time turbo codes. *Proc. IEEE ICC*, 1, 292–296, New Orleans, LA, June 2000.
- [Liu *et al.*, 2001a] Y. Liu, M. Fitz and O. Takeshita. Outage probability and space-time code design criteria for frequency selective fading channels with fractional delay. *Proc. IEEE ISIT*, 80, Washington, DC, June 2001.
- [Liu *et al.*, 2001b] Y. Liu, M. Fitz and O. Takeshita. Space-time codes performance criteria and design for frequency selective fading channels. *Proc. IEEE ICC*, 9, 2800–2804, Helsinki, Finland, June 2001.
- [Liu *et al.*, 2001c] Z. Liu, G. Giannakis, S. Barbarossa and A. Scaglione. Transmit antennae space-time block coding for generalized OFDM in the presence of unknown multipath. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 19(7), 1352–1364, July 2001.
- [Lo, 1999] T. Lo. Maximal ratio transmission. *IEEE Trans. Comm.*, 47(10), 1458–1461, October 1999.
- [Lo *et al.*, 1991] N. Lo, D. Falconer and A. Sheikh. Channel interpolation for digital mobile radio communications. *Proc. IEEE ICC*, 2, 773–777, Denver, CO, June 1991.
- [Lotter and van Rooyen, 1998] M. Lotter and P. van Rooyen. Space division multiple access for cellular CDMA. *Proc. IEEE Int. Symp. on Spread Spectrum Tech. and App.*, 3, 959–964, Sun City, South Africa, September 1998.
- [Lozano and Papadimas, 2002] A. Lozano and C. Papadimas. Layered space-time receivers for frequency-selective wireless channels. *IEEE Trans. Comm.*, 50(1), 65–73, January 2002.
- [Lu *et al.*, 2002] B. Lu, X. Wang and K. Narayanan. LDPC-based space-time coded OFDM systems over correlated fading channels: Performance analysis and receiver design. *IEEE Trans. Comm.*, 50(1), 74–88, January 2002.
- [Lupas and Verdu, 1989] R. Lupas and S. Verdu. Linear multiuser detectors for synchronous code division multiple-access channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 35(1), 123–136, November 1989.
- [MacKay, 1995] D. MacKay. Good error-correcting codes based on very sparse matrices. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45(2), 399–430, May 1999.
- [Madhow and Honig, 1994] U. Madhow and M. Honig. MMSE interference suppression for direct sequence spread spectrum CDMA. *IEEE Trans. Comm.*, 42(12), 3178–3188, December 1994.
- [Madhow *et al.*, 1999] U. Madhow, E. Visotsky and S. Warrior. Multiuser space-time communication. *IEEE Information Theory and Communications Workshop*, 15–17, Kruger National Park, South Africa, June 1999.
- [Martin and Ottersten, 2002] C. Martin and B. Ottersten. Analytic approximations of eigenvalue moments and mean channel capacity for mimo channels. *Proc. IEEE ICASSP*, 3, 2389–2392, Orlando, FL, May 2002.
- [Marzetta, 1999] T. Marzetta. BLAST training: estimating channel characteristics for high-capacity space-time wireless. *Proc. Allerton Conf. on Communication, Control and Computing*, Monticello, IL, September 1999.

- [Marzetta and Hochwald, 1999] T. Marzetta and B. Hochwald. Capacity of a mobile multiple-antenna communication link in Rayleigh flat fading. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **45**(1), 139–157, January 1999.
- [Marzetta et al., 2001] T. Marzetta, B. Hassibi and B. Hochwald. Space-time autocoding constellations with pairwise-independent signals. *Proc. IEEE ISIT*, 326, Washington, DC, June 2001.
- [Meyr et al., 1997] H. Meyr, M. Moeneclaey and S. A. Fletchell. *Digital Communication Receivers: Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing*. Wiley, New York, NY, 1997.
- [Mogensen, 1993] P. Mogensen. GSM base-station antenna diversity using soft-decision combining on up-link and delayed-signal transmission on down-link. *Proc. IEEE VTC*, 611–613, Secaucus, NJ, May 1993.
- [Molisch, 2002] A. Molisch. A generic model for MIMO wireless propagation channels. *Proc. IEEE ICC*, **1**, 277–282, New York, NY, April/May 2002.
- [Molisch et al., 2001] A. Molisch, M. Win and J. Winters. Capacity of MIMO systems with antenna selection. *Proc. IEEE ICC*, **2**, 570–574, Helsinki, Finland, June 2001.
- [Montalbano et al., 1998] G. Montalbano, I. Ghauri and D. Slock. Spatio-temporal array processing for cdma/sdma downlink transmission. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, **2**, 1337–1341, Pacific Grove, CA, October/November 1998.
- [Mudulodu and Paulraj, 2000] S. Mudulodu and A. Paulraj. A simple multiplexing scheme for MIMO systems using multiple spreading codes. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, **1**, 769–774, Pacific Grove, CA, 2000.
- [Muirhead, 1982] R. J. Muirhead. *Aspects of Multivariate Statistical Theory*. Wiley, New York, NY, 1982.
- [Muller and Huber, 1997] S. Muller and J. Huber. A comparison of peak power reduction schemes for OFDM. *Proc. IEEE GLOBECOM*, **1**, 1–5, Phoenix, AZ, November 1997.
- [Nabar et al., 2001] R. Nabar, H. Bölcskei and A. Paulraj. Transmit optimization for spatial multiplexing in the presence of spatial fading correlation. *Proc. IEEE GLOBECOM*, **1**, 131–135, San Antonio, TX, November 2001.
- [Nabar et al., 2002a] R. Nabar, H. Bölcskei, V. Erceg, D. Gesbert and A. Paulraj. Performance of multi-antenna signaling techniques in the presence of polarization diversity. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, **50**(10), 2553–2562, October 2002.
- [Nabar et al., 2002b] R. Nabar, H. Bölcskei and A. Paulraj. Outage performance of space-time block codes for generalized MIMO channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, March 2002. Submitted.
- [Nabar et al., 2002c] R. U. Nabar, H. Bölcskei and A. J. Paulraj. Influence of propagation conditions on the outage capacity of space-time block codes. *Proc. EWC 2002*, Florence, Italy, February 2002.
- [Nabar et al., 2002d] R. U. Nabar, H. Bölcskei and A. J. Paulraj. Outage properties of space-time block codes in correlated Rayleigh or Ricean fading environments. *Proc. IEEE ICASSP*, **1**, 2381–2384, Orlando, FL, May 2002.
- [Naguib, 1996] A. Naguib. Adaptive antennas for CDMA wireless networks. PhD thesis, Stanford University, August 1996.
- [Naguib et al., 1998a] A. Naguib, N. Seshadri and A. Calderbank. Applications of space-time block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless systems. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, **2**, 1803–1810, Pacific Grove, CA, 1998.
- [Naguib et al., 1998b] A. Naguib, V. Tarokh, N. Seshadri and A. Calderbank. A space-time coding modem for high-data-rate wireless communications. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, **16**(8), 1459–1478, October 1998.

- [Nakagami, 1960] M. Nakagami. The m distribution: a general formula of intensity distribution of rapid fading. *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, pp. 3–36, Pergamon Press, 1960. Edited by W. G. Hoffman.
- [Narula *et al.*, 1998] A. Narula, M. Lopez, M. Trott and G. Wornell. Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, **16**(8), 1423–1436, October 1998.
- [Neuser and Massey, 1993] F. Neuser and J. Massey. Proper complex random processes with applications to information theory. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **39**(4), 1293–1302, July 1993.
- [Neubauer and Eggers, 1999] T. Neubauer and P. Eggers. Simultaneous characterization of polarization diversity matrix components in pico cells. *Proc. IEEE VTC*, **3**, 1361–1365, Amsterdam, The Netherlands, 1999.
- [Ng, 1998] B. Ng. Structured channel methods for wireless communications. PhD thesis, Stanford University, 1998.
- [Oestges and Paulraj, 2003] C. Oestges and A. Paulraj. A physical scattering model for MIMO macro-cellular wireless channels. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 2003. Accepted for publication.
- [Okumura *et al.*, 1968] Y. Okumura, E. Ohmuri, T. Kawano and K. Fukuda. Field strength and its variability in VHF and UHF land mobile radio service. *Rev. ECL*, **16**, 825–873, 1968.
- [Olofsson *et al.*, 1997] H. Olofsson, M. Almgren and M. Hook. Transmitter diversity with antenna hopping for wireless communication systems. *Proc. IEEE VTC*, **3**, 1743–1747, Phoenix, AZ, May 1997.
- [Omura, 1971] J. Omura. Optimal receiver design for convolutional codes and channels with memory via control theoretical concepts. *Inf. Sci.*, **3**, 243–266, 1971.
- [O'Neill and Lopes, 1994] R. O'Neill and L. Lopes. Performance of amplitude limited multitone signals. *Proc. IEEE VTC*, **3**, 1675–1679, Stockholm, Sweden, June 1994.
- [Ostling, 1993] P. Ostling. Performance of MMSE linear equalizer and decision feedback equalizer in single-frequency simulcast environment. *Proc. IEEE VTC*, 629–632, Secaucus, NJ, May 1993.
- [Ottersten, 1996] B. Ottersten. Array processing for wireless communications. *Proc. Eighth IEEE Signal Processing Workshop on Statistical Signal and Array Processing*, 466–473, Corfu, Greece, June 1996.
- [Oyman *et al.*, 2002a] Ö. Oyman, D. Gore and A. Paulraj. Spectral efficiency of MIMO receivers. 2002. In preparation.
- [Oyman *et al.*, 2002b] Ö. Oyman, R. Nabar, H. Bölcskei and A. J. Paulraj. Tight lower bounds on the ergodic capacity of Rayleigh fading MIMO channels. *Proc. IEEE GLOBECOM*, Taipei, Taiwan, November 2002.
- [Ozarow *et al.*, 1994] L. Ozarow, S. Shamai and A. Wyner. Information theoretic considerations for cellular mobile radio. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, **43**(2), 359–378, May 1994.
- [Papadias, 1999] C. Papadias. On the spectral efficiency of space-time spreading schemes for multiple antenna CDMA systems. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, **1**, 639–643, Pacific Grove, CA, October 1999.
- [Papadias and Foschini, 2001] C. Papadias and G. Foschini. A space-time coding approach for systems employing four transmit antennas. *Proc. IEEE ICASSP*, **4**, 2481–2484, Salt Lake City, UT, 2001.
- [Papadias and Foschini, 2002] C. Papadias and G. Foschini. On the capacity of certain space-time coding schemes. *EURASIP J. Appl. Signal Proc.*, **5**, 447–458, May 2002.

- [Papadias *et al.*, 1998] C. Papadias, H. Huang and L. Mailaender. Adaptive multi-user detection of fading cdma channels using antenna arrays. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 2, 1564–1568, Pacific Grove, CA, November 1998.
- [Papoulis, 1984] Athanasios Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, New York, NY, 1984.
- [Parsons, 1992] D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. Wiley, New York, NY, 1992.
- [Paulraj, 2002] A. Paulraj. *Class Reader for EE492m – Space-time Wireless Communications*. Stanford University, Stanford, CA. Available online at <http://www.stanford.edu/class/ee492>, 2002.
- [Paulraj and Kailath, 1994] A. Paulraj and T. Kailath. Increasing capacity in wireless broadcast systems using distributed transmission/directional reception. US Patent, 5 345 599, 1994.
- [Paulraj and Papadias, 1997] A. Paulraj and C. Papadias. Space-time processing for wireless communications. *IEEE Signal Proc. Mag.*, 14(6), 49–83, November 1997.
- [Paulraj *et al.*, 1986] A. Paulraj, R. Roy and T. Kailath. ESPRIT – a subspace rotation approach to signal parameter estimation. *IEEE Proceedings*, 74(7), 1044–1045, July 1986.
- [Paulraj *et al.*, 1998] A. Paulraj, C. Papadias, V. Reddy and A. van der Veen. *Blind Space-Time Signal Processing: Wireless Communications*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1998. Edited by V. Poor and G. Wornell.
- [Pickholtz *et al.*, 1982] R. Pickholtz, D. Schilling and L. Milstein. Theory of spread-spectrum communications – a tutorial. *IEEE Trans. Comm.*, COM-30, 855–884, May 1982.
- [Poor and Wornell, 1998] V. Poor and G. Wornell. *Wireless Communications: Signal Processing Perspectives*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1998.
- [Proakis, 1995] J. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, New York, NY, 3rd edition, 1995.
- [Radon, 1922] J. Radon. Lineare scharen orthogonaler matrizen. *Abhandlungen aus dem Mathematischen Seminar der Hamburgischen Universität*, 1, 1–14, 1922.
- [Raleigh and Cioffi, 1998] G. Raleigh and J. Cioffi. Spatio-temporal coding for wireless communication. *IEEE Trans. Comm.*, 46(3), 357–366, March 1998.
- [Ramos *et al.*, 2000] J. Ramos, M. Zoltowski and H. Liu. Low-complexity space-time processor for ds-cdma communications. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 48(1), 39–52, January 2000.
- [Rapajic and Vucetic, 1994] P. Rapajic and B. Vucetic. Adaptive receiver structures for asynchronous CDMA systems. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 12(4), 685–697, May 1994.
- [Rappaport, 1996] T. Rappaport. *Wireless Communications: Principles & Practice*. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 1996.
- [Rashid-Farrokhi *et al.*, 1998] F. Rashid-Farrokhi, K. Liu and L. Tassiulas. Transmit beamforming and power control for cellular wireless systems. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 16(8), 1437–1449, October 1998.
- [Rashid-Farrokhi *et al.*, 2000] F. Rashid-Farrokhi, A. Lozano, G. Foschini and R. Valenzuela. Spectral efficiency of wireless systems with multiple transmit and receive antennas. *Proc. IEEE Int. Symp. on PIMRC*, 1, 373–377, London, UK, September 2000.
- [Rimoldi and Urbanke, 1996] B. Rimoldi and R. Urbanke. A rate-splitting approach to the gaussian multiple-access channel. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 46(2), 364–375, March 1996.
- [Robertson *et al.*, 1974] P. Robertson, E. Villebrun and P. Hoeher. A comparison of optimal and sub-optimal MAP decoding algorithms operating in the log domain. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 20, 284–287, March 1974.

- [Rooyen *et al.*, 2000] P. Rooyen, M. Lötter and D. Wyk. *Space-Time Processing for CDMA Mobile Communications*. Kluwer, Norwell, MA, 2000.
- [Roy, 1997] R. Roy. Spatial division multiple access technology and its application to wireless communication systems. *Proc. IEEE VTC*, 2, 730–734, Phoenix, AZ, May 1997.
- [Roy and Ottersten, 1996] R. Roy and B. Ottersten. Spatial division multiple access wireless communication systems. US Patent, 5 515 378, May 1996.
- [Roy *et al.*, 1986] R. Roy, A. Paulraj and T. Kailath. ESPRIT – A subspace rotation approach to estimation of parameters of cisoids in noise. *IEEE Trans. Acoust., Speech, Sig. Proc.*, 34(5), 1340–1342, October 1986.
- [Salvekar *et al.*, 2001] A. Salvekar, J. Tellado and J. Cioffi. Peak-to-average power ratio reduction for block transmission systems in the presence of transmit filtering. *Proc. IEEE ICC*, 1, 175–178, Helsinki, Finland, June 2001.
- [Sampath, 2001] H. Sampath. Linear precoding and decoding for multiple input multiple output (MIMO) wireless channels. PhD thesis, Stanford University, May 2001.
- [Sampath and Paulraj, 2001] H. Sampath and A. Paulraj. Linear precoding for space-time coded systems with known fading correlations. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 1, 246–251, Pacific Grove, CA, November 2001.
- [Sampath *et al.*, 2001] H. Sampath, P. Stoica and A. Paulraj. Generalized linear precoder and decoder design for MIMO channels using the weighted MMSE criterion. *IEEE Trans. Comm.*, 49(12), 2198–2206, December 2001.
- [Sampath *et al.*, 2002] H. Sampath, S. Talwar, J. Tellado, V. Erceg and A. Paulraj. A fourth-generation mimo-ofdm broadband wireless system: Design, performance, and field test results. *IEEE Comm. Mag.*, 40(9), 143–149, September 2002.
- [Sandhu, 2002] S. Sandhu. Signal design for multiple-input multiple-output (MIMO) wireless: a unified perspective. PhD thesis, Stanford University, 2002.
- [Sandhu and Paulraj, 2001] S. Sandhu and A. Paulraj. Union bound on error probability of linear space-time block codes. *Proc. IEEE ICASSP*, 4, 2473–2476, Salt Lake City, UT, May 2001.
- [Sandhu *et al.*, 2001] S. Sandhu, R. Heath and A. Paulraj. Space-time block codes versus space-time trellis codes. *Proc. IEEE ICC*, 4, 1132–1136, Helsinki, Finland, June 2001.
- [Saraydar *et al.*, 2002] C. Saraydar, N. Mandayam and D. Goodman. Efficient power control via pricing in wireless data networks. *IEEE Trans. Comm.*, 50(2), 291–303, February 2002.
- [Sayeed and Veeravalli, 2002] A. Sayeed and V. Veeravalli. The essential degrees of freedom in space-time fading channels. *Proc. IEEE PIMRC*, Lisbon, Portugal, September 2002.
- [Scaglione, 2002] A. Scaglione. Statistical analysis of the capacity of mimo frequency selective Rayleigh fading channels with arbitrary number of inputs and outputs. *Proc. IEEE ISIT*, 278, Lausanne, Switzerland, June/July 2002.
- [Scaglione *et al.*, 2002] A. Scaglione, P. Stoica, S. Barbarossa, G. Giannakis and H. Sampath. Optimal designs for space-time linear precoders and decoders. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 50(5), 1051–1064, May 2002.
- [Schlegel and Grant, 2001] C. Schlegel and A. Grant. Concatenated space-time coding. *Proc. IEEE Int. Symp. on PIMRC*, 1, C139–C143, San Diego, CA, September/October 2001.
- [Schmidt, 1981] R. Schmidt. A signal subspace approach to multiple emitter locations and spectral estimation. PhD thesis, Stanford University, Stanford, CA, 1981.

- [Schubert and Boche, 2002] M. Schubert and H. Boche. A unifying theory for uplink and downlink multi-user beamforming. *Proc. Int. Zurich Seminar on Broadband Communications*, 27(1)–27(6), Zurich, Switzerland, February 2002.
- [Sellathurai and Haykin, 2000] M. Sellathurai and S. Haykin. Turbo-BLAST for high-speed wireless communications. *Proc. IEEE WCNC*, 315–320, Chicago, IL, September 2000.
- [Seshadri and Winters, 1994] N. Seshadri and J. Winters. Two signaling schemes for improving the error performance of frequency-division-duplex (FDD) transmission systems using transmitter antenna diversity. *Int. J. Wireless Information Networks*, 1, 49–60, January 1994.
- [Shamai and Zaidel, 2001] S. Shamai and B. Zaidel. Enhancing the cellular downlink capacity via co-processing at the transmitting end. *Proc. IEEE VTC*, 3, 1745–1749, 2001.
- [Shannon, 1948] C. Shannon. A mathematical theory of communication. *Bell Labs Tech. J.*, 27, 379–423, 623–656, July and October 1948.
- [Sharma and Papadias, 2002] N. Sharma and C. Papadias. Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation. *Proc. IEEE ICASSP*, 4, 3968–3971, Orlando, FL, May 2002.
- [Shiu and Kahn, 1998] D. Shiu and J. Kahn. Power allocation strategies for wireless systems with multiple antennas. available at <http://www.eecs.berkeley.edu/jmk/pubs/poweralloc.pdf>, 1998.
- [Simon, 2002] M. Simon. *Probability Distributions Involving Gaussian Random Variables: A Handbook for Scientists and Engineers*. Kluwer, Norwell, MA, 2002.
- [Simon et al., 1994] M. Simon, J. Omura, R. Scholtz and B. Levitt. *Spread Spectrum Communications Handbook*. McGraw-Hill, New York, NY, 1994.
- [Sokal and Rohlf, 1995] R. Sokal and F. Rohlf. *Biometry: The Principles and Practice of Statistics in Biological Research*. Freeman Co., New York, NY, 3rd edition, 1995.
- [Soma et al., 2002] P. Soma, D. Baum, V. Erceg, R. Krishnamoorthy and A. Paulraj. Analysis and modeling of multiple-input multiple-output (MIMO) radio channel based on outdoor measurements conducted at 2.5 GHz for fixed BWA applications. *Proc. IEEE ICC*, 1, 396–400, New York, NY, April/May 2002.
- [Stamoulis et al., 2002] A. Stamoulis, L. Zhiqiang and G. Giannakis. Space-time block-coded OFDMA with linear precoding for multirate services. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 50(1), 119–129, January 2002.
- [Stefanov and Duman, 2001] A. Stefanov and T. Duman. Turbo-coded modulation for systems with transmit and receive antenna diversity over block fading channels: system model, decoding approaches and practical considerations. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 19, 958–968, May 2001.
- [Stoica and Lindsog, 2001] P. Stoica and E. Lindsog. Space-time block coding for channels with intersymbol interference. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 1, 252–256, Pacific Grove, CA, November 2001.
- [Stoica and Nehorai, 1991] P. Stoica and A. Nehorai. Performance comparison of subspace rotation and MUSIC methods for direction estimation. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, 39(2), 446–453, February 1991.
- [Stridh et al., 2000] R. Stridh, B. Ottersten and P. Karlsson. MIMO channel capacity of a measured indoor radio channel at 5.8 GHz. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 1, 733–737, Pacific Grove, CA, November 2000.
- [Stüber, 1996] G. Stüber. *Principles of Mobile Communication*. Kluwer, Norwell, MA, 1996.
- [Su and Geraniotis, 2001] H. Su and E. Geraniotis. Space-time turbo codes with full antenna diversity. *IEEE Trans. Comm.*, 49(1), 47–57, January 2001.

- [Suard *et al.*, 1998] B. Suard, G. Xu and T. Kailath. Uplink channel capacity of space-division-multiple-access schemes. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **44**(4), 1468–1476, July 1998.
- [Swindlehurst *et al.*, 2001] A. Swindlehurst, G. German, J. Wallace and M. Jensen. Experimental measurements of capacity for MIMO indoor wireless channels. *Proc. IEEE Signal Proc. Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 30–30, Taoyuan, Taiwan, March 2001.
- [Tarokh *et al.*, 1998] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **44**(2), 744–765, March 1998.
- [Tarokh *et al.*, 1999a] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank. Space-time block coding for wireless communications: Performance results. *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, **17**(3), 451–460, March 1999.
- [Tarokh *et al.*, 1999b] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank. Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **45**(5), 1456–1467, July 1999.
- [Tarokh *et al.*, 1999c] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank. Combined array processing and space-time coding. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **45**(4), 1121–1128, May 1999.
- [Tarokh *et al.*, 1999d] V. Tarokh, A. Naguib, N. Seshadri and A. R. Calderbank. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths. *IEEE Trans. Comm.*, **47**(2), 199–207, February 1999.
- [Tehrani *et al.*, 1999] A. Tehrani, R. Negi and J. Cioffi. Space-time coding over a code division multiple access system. *Proc. IEEE WCNC*, **1**, 134–138, New Orleans, LA, September 1999.
- [Telatar, 1995] I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. Technical Report #BL0112170-950615-07TM, AT & T Bell Laboratories, 1995.
- [Telatar, 1999a] I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. Tel.*, **10**(6), 585–595, November/December 1999.
- [Telatar, 1999b] I. E. Telatar. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *European Trans. Tel.*, **10**(6), 585–595, November/December 1999.
- [Tellado, 1998] J. Tellado. PAR reduction in multicarrier transmission systems. PhD thesis, Stanford University, 1998.
- [ten Brink, 1999] S. ten Brink. On the convergence of iterative coding. *Electron. Lett.*, **35**(10), 1459–1460, May 1999.
- [ten Brink *et al.*, 1998] S. ten Brink, J. Speidel and R. H. Yan. Iterative demapping for QPSK modulation. *Electron. Lett.*, **34**(15), 1459–1460, July 1998.
- [Tomlinson, 1971] M. Tomlinson. New automatic equalizer using modulo arithmetic. *Electronic Lett.*, **7**, 138–139, March 1971.
- [Tonello, 2000] A. Tonello. Space-time bit interleaved coded modulation with an iterative decoding strategy. *Proc. IEEE VTC*, **1**, 473–478, Boston, MA, September 2000.
- [Tong *et al.*, 1994] L. Tong, G. Xu and T. Kailath. Blind identification and equalization based on second-order statistics: A time domain approach. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **40**(2), 340–349, March 1994.
- [Tong, 2001] L. Tong. Channel estimation for space-time orthogonal block codes. *Proc. IEEE ICC*, **4**, 1127–1131, Helsinki, Finland, June 2001.
- [Turin, 1960] G. Turin. The characteristic function of hermitian quadratic forms in complex normal variables. *Biometrika*, **47**, 199–201, 1960.
- [Turin, 1980] G. Turin. Introduction to spread spectrum antipath techniques and their application

- to urban digital radio. *IEEE Proceedings*, 68(3), 328–353, March 1980.
- [Turkmani, 1995] A. Turkmani. An experimental evaluation of the performance of two-branch space and polarization diversity schemes at 1800 MHz. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 44(2), 318–326, May 1995.
- [Uysal and Georgiades, 2001] M. Uysal and C. N. Georgiades. Effect of spatial fading correlation on performance of space-time codes. *Electronics Lett.*, 37(3), 181–183, February 2001.
- [van der Veen *et al.*, 1995] A. van der Veen, S. Talwar and A. Paulraj. Blind identification of FIR channels carrying multiple finite alphabet signals. *Proc. IEEE ICASSP*, 2, 1213–1216, Detroit, MI, 1995.
- [van Zelst *et al.*, 2001] A. van Zelst, R. van Nee and G. Awater. Turbo-BLAST and its performance. *Proc. IEEE VTC*, 2, 1282–1286, Rhodes, Greece, May 2001.
- [Vandenameele, 2001] P. Vandenameele. *Space Division Multiple Access for Wireless Local Area Networks*. Kluwer, Norwell, MA, 2001.
- [Vanmarcke, 1983] E. Vanmarcke. *Random Fields: Analysis and Synthesis*. MIT Press, Cambridge, MA, 1983.
- [Varanasi and Guess, 1997] M. Varanasi and T. Guess. Optimum decision feedback multiuser equalization with successive decoding achieves the total capacity of the Gaussian multiple access channel. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 2, 1405–1409, Pacific Grove, CA, November 1997.
- [Vaughan, 1990] R. Vaughan. Polarization diversity in mobile communications. *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 39(3), 177–186, August 1990.
- [Vaughan and Andersen, 2001] R. Vaughan and J. Andersen. *Channels, Propagation and Antennas for Mobile Communications*. IEE Press, 2001.
- [Venkatesh *et al.*, 2002] S. Venkatesh, Ö. Oyman and A. Paulraj. On the capacity and error performance in degenerate channels. 2002. In preparation.
- [Ventura-Travest *et al.*, 1997] J. Ventura-Travest, G. Caire, E. Biglieri and G. Taricco. Impact of diversity reception on fading channels with coded modulation – part i: Coherent detection. *IEEE Trans. Comm.*, 45(5), 676–686, May 1997.
- [Verdu, 1993] S. Verdu. Multi-user detection. In V. Poor, editor, *Advances in Statistical Signal Processing*, pp. 369–409. JAI Press, Greenwich, CT, 1993.
- [Verdu, 1998] S. Verdu. *Multiuser Detection*. Cambridge University Press, Cambridge, UK, 1998.
- [Vishwanath *et al.*, 2002] S. Vishwanath, N. Jindal and A. Goldsmith. On the capacity of multiple input multiple output broadcast channels. *Proc. IEEE ICC*, 3, 1444–1450, New York, NY, April 2002.
- [Visotsky and Madhow, 2001] E. Visotsky and U. Madhow. Space-time transmit precoding with imperfect feedback. *IEEE IT*, 47(6), 2362–2369, September 2001.
- [Viterbi, 1995] A. Viterbi. *CDMA Principles of Spread Spectrum Communications*. Addison Wesley, New York, NY, 1995.
- [Viterbo and Boutros, 1999] E. Viterbo and J. Boutros. A universal lattice code decoder for fading channels. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45, 1639–1642, July 1999.
- [Wang and Poor, 1999] X. Wang and V. Poor. Iterative (turbo) soft interference cancellation and decoding for coded CDMA. *IEEE Trans. Comm.*, 47(7), 1046–1067, July 1999.
- [Wang and Xia, 2002] H. Wang and X. Xia. Upper bounds on rates of complex orthogonal space-time block codes. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2002. Submitted.
- [Wesel and Cioffi, 1995] R. Wesel and J. Cioffi. Fundamentals of coding for broadcast OFDM. *Proc. Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, 1, 2–6, Pacific Grove, CA, October/November 1995.

- [Win and Winters, 2001] M. Win and J. Winters. Virtual branch analysis of symbol error probability for hybrid selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading. *IEEE Trans. Comm.*, **49**(11), 1926–1934, November 2001.
- [Winters, 1998] J. Winters. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading. *IEEE Trans. Vehicular Technology*, **47**(1), 119–123, February 1998.
- [Winters et al., 1994] J. Winters, J. Salz and R. Gitlin. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communications systems. *IEEE Trans. Comm.*, **42**(2), 1740–1751, February 1994.
- [Wittneben, 1991] A. Wittneben. Basestation modulation diversity for digital SIMULCAST. *Proc. IEEE VTC*, 848–853, St. Louis, MO, May 1991.
- [Wolniansky et al., 1998] P. Wolniansky, G. Foschini, G. Golden and R. Valenzuela. V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel. *Proc. URSI ISSSE*, 295–300, September 1998.
- [Wozencraft and Jacobs, 1965] J. M. Wozencraft and I. M. Jacobs. *Principles of Communication Engineering*. Wiley, New York, NY, 1965.
- [Yang and Roy, 1994] J. Yang and S. Roy. On joint transmitter and receiver optimization for multiple-input-multiple-output (MIMO) transmission systems. *IEEE Trans. Comm.*, **42**(12), 3221–3231, December 1994.
- [Yu and Cioffi, 2001a] W. Yu and J. Cioffi. Sum capacity of a gaussian vector broadcast channel. *IEEE Trans. Inf. Theory*, 2001. Submitted.
- [Yu and Cioffi, 2001b] W. Yu and J. Cioffi. Trellis precoding for the broadcast channel. *Proc. IEEE GLOBECOM*, **2**, 1338–1344, San Antonio, TX, November 2001.
- [Yu et al., 2001a] W. Yu, M. Bengtsson, B. Ottersten, D. McNamara, P. Karlsson and M. Beach. Second order statistics of NLOS indoor MIMO channels based on 5.2 GHz measurements. *Proc. IEEE GLOBECOM*, **1**, 156–160, San Antonio, TX, November 2001.
- [Yu et al., 2001b] W. Yu, W. Rhee and J. Cioffi. Optimal power control in multiple access fading channels with multiple antennas. *Proc. IEEE ICC*, **2**, 575–579, Lisbon, Portugal, September 2001.
- [Zheng and Tse, 2001] L. Zheng and D. Tse. Optimal diversity-multiplexing trade-off in multi-antenna channels. *Proc. Allerton Conf. on Communication, Control and Computing*, Monticello, IL, October 2001.
- [Zheng and Tse, 2002] L. Zheng and D. Tse. Communicating on the Grassmannian manifold: A geometric approach to the noncoherent multiple-antenna channel. *IEEE Trans. Inf. Theory*, **48**(2), 359–383, February 2002.
- [Zhou and Giannakis, 2001] S. Zhou and G. Giannakis. Space-time coding with maximum diversity gains over frequency-selective fading channels. *IEEE Sig. Proc. Letters*, **8**(10), 269–272, October 2001.
- [Zhu and Murch, 2001] X. Zhu and R. D. Murch. MIMO-DFE based BLAST over frequency selective channels. *IEEE GLOBECOM*, **1**, 499–503, San Antonio, TX, November 2001.
- [Zoltowski and Stavrinides, 1989] M. Zoltowski and D. Stavrinides. Sensor array signal processing via a Procrustes rotations based eigenanalysis of the ESPRIT data pencil. *IEEE Trans. Sig. Proc.*, **37**(6), 832–861, June 1989.

译者后记

译者在 2003 年接触到本书,并推荐给清华大学出版社。其影印版已经在 2005 年 6 月出版。通过和清华大学出版社合作,此书的中文译本也和广大读者见面了。

通过对本书的反复拜读,译者对该书的总体评价是:该书的理论水平较高,概括性很强,内容很全面且深入浅出,概念阐述清晰,分析严密。

但因为该书是导论的缘故,所以该书着重于基本概念和整体轮廓,对内容细节涉及得比较少。如在本书的第 4 章的公式(4.6)、公式(4.7)等的突然出现,如果没有预先的信息论的初步知识,就会感到很突兀。或许本书应该把 Thomas M. Cover 等著的 *Elements of Information Theory* 紧跟其后作为参考文献。很遗憾,Paulraj 教授没有这样做。另外,本书公式的推导过程有点跳跃,需要读者认真仔细地琢磨和思考。如式(6.7) $\mathcal{E}_{i,j} = \mathbf{I}_{M_R} \otimes \mathbf{E}_{i,j}$ 。本书 7.4.2 节对球形译码的搜索半径没有给出具体清晰的方法,读者需要参看相关的参考文献等,这里就不一一列出。

译者已经联系了 Paulraj 教授,希望就本书的某些内容进行补充和拓展。

由于本书涉及的知识面较宽,而译者的水平又是如此的有限,不可能完全领会 Paulraj 教授的本意,且有些英文只能意会不能言传。尽管经过反复阅读和校勘,一些错误和失误仍在所难免,希望读者给出建议和意见。您的有益建议或中肯意见对该译本再次出版时的提高无疑会带来“增益”。译者 Email: liuwx@uestc.edu.cn。译者真诚希望就本书的内容和您相互沟通及探讨,也希望该译本对您就该书原版的领会有点滴帮助。

刘威鑫

2007 年 6 月

电子科技大学

通信抗干扰技术国家级重点试验室